

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ
СІКОРСЬКОГО»

ОСНОВИ МЕХАТРОНІКИ

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для студентів, які навчаються за освітньою
програмою «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та
електромобільність» спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка
та електромеханіка»*

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2020

Основи мехатроніки: [Електронний ресурс]: навч. посіб. для студ. спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад.: С.М. Пересада, М.В. Пушкар. – К.: КПІ ім. Ігоря – Електронні текстові дані (1 файл: 23,6 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 136 с.

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 7 від 27.02.2020 р.)
за поданням Вченої ради факультету електроенерготехніки та автоматики
(протокол №7 від 24.02.2020 р.)*

Електронне мережне навчальне видання
ОСНОВИ МЕХАТРОНІКИ

Укладачі *Пересада Сергій Михайлович*, докт. техн. наук, проф.

Пушкар Микола Васильович, канд. техн. наук, доц.

Відповідальний

редактор *Бур'ян С.О.* канд. техн. наук, доц.

Рецензенти *Михальський Валерій Михайлович* док. техн. наук, проф.,
чл.-кор. НАН України, головний наук. співр. Інституту
електродинаміки НАН України
Стяжкін Віталій Павлович канд. техн. наук, ст. наук.
співр., директор Науково-технічної фірми «ТЕМС»

Навчальний посібник включає теоретичну частину та завдання для практичних занять з дисципліни «Основи мехатроніки». Призначений для здобувачів ступеня бакалавра за освітньою програмою «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність» спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». Посібник може бути корисним також для інших спеціалізацій даної спеціальності.

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020

ЗМІСТ

Вступ.....	4
РОЗДІЛ 1. МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ПРОЦЕСІВ	
ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ В ЕЛЕКТРИЧНИХ	
МАШИНАХ ЗМІННОГО СТРУМУ	
	5
1.1. Поняття про узагальнену електричну машину	5
1.2. Математичний опис процесів електромеханічного перетворення	
енергії в довільних електричних машинах	7
1.3. Математичний опис у двофазних змінних. Схема заміщення. Рівняння	
потокосцеплень, матриця індуктивностей, рівняння електричної рівноваги,	
рівняння моменту	11
1.4. Неявнополюсні синхронні двигуни зі збудженням від постійних	
магнітів	16
1.5. Перетворення координат узагальненої електричної машини. Фазні	
перетворення. Перетворення координат узагальненої електричної	
машини	21
1.6. Фазні перетворення.....	24
1.7. Найбільш часто використовувані моделі типових неявнополюсних	
електричних машин. Моделі асинхронних двигунів.....	34
1.8. Синхронний двигун зі збудженням від постійних магнітів.....	39
1.9. Явнополюсні електричні машини. Явнополюсні синхронні машини..	44
1.10. Крокові двигуни. Класифікація.....	49
1.11. Вентильні двигуни. Основні поняття. Класифікація.....	55
1.12. Вентильні двигуни. Особливості конструкції. Принцип дії.....	56
РОЗДІЛ 2. ЧАСТОТНЕ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ ТА	
ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯМ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН ЗМІННОГО	
СТРУМУ	
	60

2.1. Частотне керування асинхронним двигуном. Частотне керування кутовою швидкістю АД з натуральною орієнтацією по вектору потокозчеплення ротора.	60
2.2. Керування моментом синхронних двигунів зі збудженням від постійних магнітів	70
Практичне заняття №1	85
Практичне заняття №2	92
Практичне заняття №3	98
Практичне заняття №4	100
Практичне заняття №5	104
Практичне заняття №6	109
Практичне заняття №7	114
Практичне заняття №8	118
Практичне заняття №9	123
Список літератури	132

ВСТУП

Автоматизовані мехатроні системи є важливими елементами будь-якого сучасного виробництва або технологічного процесу. Більше 60% електричної енергії, що виробляється в світі, перетворюється у механічну роботу при використанні різноманітних електроприводів. Тому знання властивостей електромеханічного перетворення енергії та основ мехатроніки дозволяє проектувати енергоефективні системи регульованих електроприводів.

Дисципліна «Основи мехатроніки» є однією із базових у професійній підготовці бакалаврів за освітньою програмою «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність». Вона готує студентів до вивчення таких дисциплін, як «Керування електроприводами», «Мехатронні системи», «Електромеханічні системи автоматизації загальнопромислових механізмів» для першого (бакалаврського) рівня, а також «Системи програмного та слідкуючого керування рухом», «Електромеханічні системи електричних транспортних засобів» та «Електромеханічні системи в екологічно чистих технологіях» для другого (магістерського) рівня.

Основною метою дисципліни є формування у студентів здатностей застосовувати математичні моделі різних електромеханічних перетворювачів, застосовувати знання електромеханічних властивостей двигунів для регулювання швидкості та моменту робочого органу. В результаті вивчення дисципліни студенти повинні навчитись розраховувати параметри електричних двигунів, досліджувати статичні та динамічні характеристики електроприводів змінного струму, використовувати частотне керування швидкістю та моментом електричних двигунів, досліджувати електричні двигуни методом математичного моделювання.

РОЗДІЛ 1. МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ПРОЦЕСІВ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ В ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИНАХ ЗМІННОГО СТРУМУ

Тема 1.1. Поняття про узагальнену електричну машину

Електрична машина (ЕМ) є одним із головних елементів електроприводу, а також електромеханічних систем, де він використовується, безпосередньо забезпечуючи процес електромеханічного перетворення енергії. Незалежно від конструкції, по принципу електромеханічного перетворення енергії усі ЕМ розподіляються на машини постійного струму, асинхронні та синхронні. Більш детальна класифікація вміщує конструктивні особливості, наприклад, як ЕМ лінійної дії та обертів; спосіб збудження: електромагнітний, від постійних магнітів або реактивні; наявність явнополюсності; характер магніторухливого сили (МРС) у повітряному зазорі: синусоїдальний або трапецеїдальний і т.д. Адекватний математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії в ЕМ є важливим питанням для розробки алгоритмів керування цими процесами, їх аналітичного дослідження та моделювання. З загальних позицій процес перетворення електричної енергії в механічну і навпаки в усіх ЕМ базується на фундаментальних законах електродинаміки, електромагнетизму та механіки. Між тим здійснити загальний математичний опис, який би обіймав не тільки усі ЕМ, але й враховував особливості машин конкретного класу, ймовірно неможливо. Повномасштабне моделювання конкретного типу ЕМ з глибокою деталізацією процесів, звичайно приводить до багатовимірної складної моделі, яку важко використати для цілей керування. У зв'язку з цим математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії здійснюється на основі так званих *ідеалізованих* ЕМ, що базується на таких принципах:

- адекватний опис фундаментальних процесів, які відбуваються у конкретному класі електричних машин;
- ефекти другого порядку, такі як: неідеальність магнітних матеріалів та геометричної структури, несинусоїдальність МРС, несиметрія магнітних та електричних параметрів трифазних обмоток та інші відкидаються.

Процеси в ідеалізованих ЕМ звичайно описуються так званою *узагальненою* ЕМ, до якої можуть бути зведені основні типи електричних машин. Що до ефектів другого порядку, то вони можуть бути враховані на етапі математичного моделювання конкретної ЕМ. Відмітимо, що вплив ефектів другого порядку значною мірою залежить від того, як машина спроектована. Сучасні електричні машини, що спеціально сконструйовані для конкретного способу керування, наприклад асинхронні двигуни для частотного та векторного керування, мають характеристики, що з високою точністю співпадають з характеристиками ідеалізованих машин.

В ЕМ електромагнітні процеси визначаються магнітними полями в повітряному зазорі, які створюються струмами, що проходять вздовж осі машини, оскільки струми в лобових частинах мають менший вплив і утворюють магнітні потоки розсіювання. У більшості випадків достатньо вважати, що силові лінії магнітного поля в зазорі перпендикулярні циліндричним поверхням статора і ротора, які утворюють повітряний зазор. Розподіл МРС у повітряному зазорі ЕМ, а також характер зміни їх у часі визначають її тип і характеристики. Розподіл струмів, в свою чергу, залежить від типу обмотки, а характер зміни їх у часі – від характеру підведеної до обмоток напруги.

У багатополюсних ЕМ усі електромагнітні процеси повторюються через кожну пару полюсів, тому при вивченні теорії ідеалізованих ЕМ достатньо розглянути дво полюсну електричну машину.

Електромеханічний перетворювач можна розглядати як такий, що складається з двох частин: електричної та механічної, як це показано на Рис. 1.1. Реальна ЕМ містить n статорних і m роторних обмоток, має $n+m$ вхідних напруг, що зв'язують електромеханічний перетворювач з керуючим пристроєм. Вихідною координатою електричної частини є електромагнітний момент M , який одночасно являє собою вхідну координату механічної частини електропривода, до якої також прикладається момент збурення M_C . Швидкість ω і кутове положення ротора θ визначають за допомогою рівнянь руху механічної частини. Отже, механічні змінні θ , ω , M зв'язують електричну частину з механічною частиною в єдину взаємодіючу електромеханічну систему.

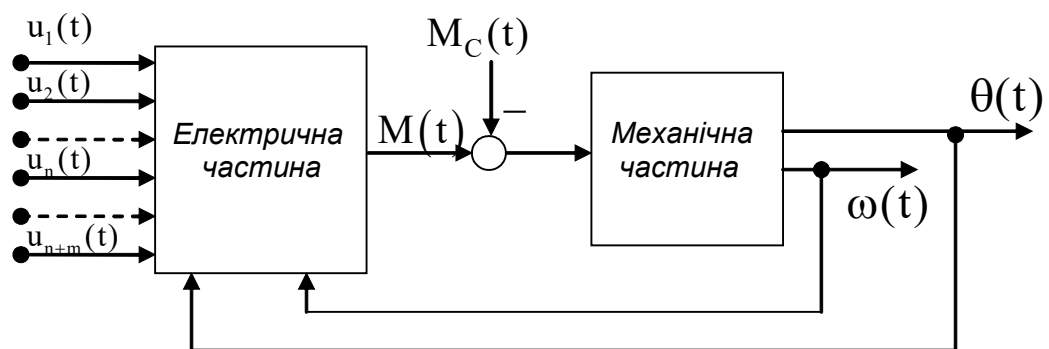


Рис. 1.1. Декомпозиція електромеханічного перетворювача

Тема 1.2. Математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії в довільних електричних машинах.

Будемо розглядати клас електричних машин, спроектованих таким чином, що виконуються наступні умови:

А.1. Магнітне коло машини не насичується і має нескінченну магнітну проникність, втрати на гістерезис і вихрові струми малі і ними можна знехтувати.

А.2. Електрична машина не накопичує потенціальну енергію, тобто може мати постійні магніти на одній стороні, статорі або роторі, при цьому явнополюсність може бути присутня на тій стороні, де розташовані постійні магніти.

А.3. Матриця індуктивностей $\mathbf{L}(\theta)$ розміром $(n + m) \times (n + m)$ симетрична і позитивно визначена, тобто $\mathbf{L}(\theta) = \mathbf{L}^T(\theta) > 0$, де T – знак транспонування.

А.4. Індуктивності розсіювання не залежать від кутового положення ротора.

При виконанні цих умов процес електромеханічного перетворення енергії може бути описаний у загальному вигляді наступним чином. Сформуємо вектори напруг, струмів і потокозчеплень електричної машини:

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= (u_{1s}, u_{2s}, \dots, u_{ns}; u_{1r}, u_{2r}, \dots, u_{mr})^T \\ \mathbf{i} &= (i_{1s}, i_{2s}, \dots, i_{ns}; i_{1r}, i_{2r}, \dots, i_{mr})^T \\ \boldsymbol{\psi} &= (\psi_{1s}, \psi_{2s}, \dots, \psi_{ns}; \psi_{1r}, \psi_{2r}, \dots, \psi_{mr})^T, \end{aligned} \quad (1.1)$$

де частина індексу s - відноситься до статора, а r - до ротора.

Взаємозв'язок між струмами і потокозчепленнями задається лінійним алгебраїчним рівнянням

$$\boldsymbol{\psi} = \mathbf{L}(\theta)\mathbf{i}, \quad (1.2)$$

Узагальнене рівняння електричної рівноваги записується в формі рівняння Кірхгофа

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \dot{\boldsymbol{\psi}} \quad (1.3)$$

де $\mathbf{R} = \text{diag}(R_{1s}, R_{2s}, \dots, R_{ns}; R_{1r}, R_{2r}, \dots, R_{mr})$ – діагональна матриця активних опорів обмоток статора і ротора.

В теорії ідеалізованих машин приймається умова що активні опори обмоток статора (ротора) рівні.

Після підстановки (1.2) в (1.3), знаходимо векторне диференціальне рівняння, що встановлює зв'язок між вектором струмів та вектором напруг живлення

$$\dot{\mathbf{i}} = \mathbf{L}^{-1}(\theta) \left(-\mathbf{R}\mathbf{i} - \omega \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i} + \mathbf{u} \right) \quad (1.4)$$

В рівнянні (1.4) зворотна матриця індуктивностей завжди існує в силу умови $\mathbf{L}(\theta) = \mathbf{L}^{-1}(\theta) > 0$. Оскільки розглядаються електричні машини з лінійною магнітною характеристикою, то функції ко-енергії і електромагнітної енергії співпадають і дорівнюють

$$W_e = \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \mathbf{L}(\theta) \mathbf{i} \quad (1.5)$$

При виконанні умови А.4 момент, який розвивається електричною машиною, знаходиться у вигляді

$$M = \frac{\partial W_e(\theta)}{\partial \theta} \quad (1.6)$$

З урахуванням останнього виразу, момент двигуна запишеться

$$M = \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i}. \quad (1.7)$$

Доповнюючи рівняння (1.4), які описують динамічні процеси в електричній частині машини, і рівняння моменту (1.7) рівняннями руху механічної частини з постійним моментом інерції J , отримаємо узагальнену модель електричної машини у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} [M - v\omega - M_c(t)], \quad M = \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i} \\ \dot{\mathbf{i}} &= \mathbf{L}^{-1}(\theta) \left(-\mathbf{R}\mathbf{i} - \omega \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i} + \mathbf{u} \right) \end{aligned} \quad (1.8)$$

де $\nu > 0$ коефіцієнт в'язкого тертя.

На Рис.1.2. представлена структурна схема довільної електричної машини, яка відповідає рівнянням (1.8)

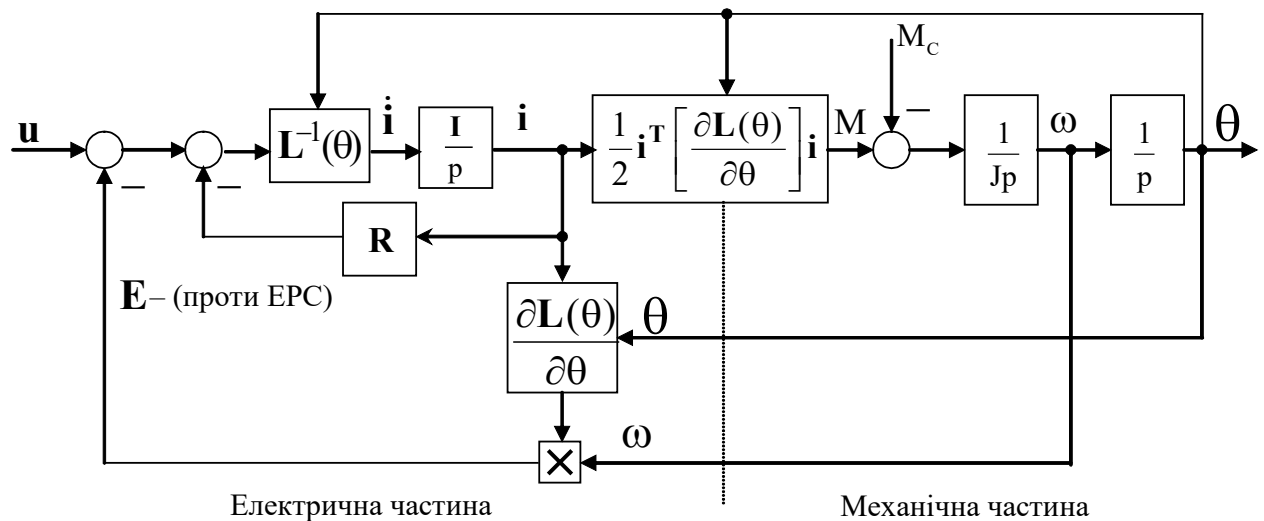


Рис. 1.2. Узагальнена структурна схема електричної машини

Тема 1.3. Математичний опис у двофазних змінних. Схема заміщення. Рівняння поточозчеплень, матриця індуктивностей, рівняння електричної рівноваги, рівняння моменту

В теорії ідеалізованих електричних машин математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії можна суттєво спростити в результаті переходу до еквівалентної двофазної моделі. Можливість такої заміни забезпечує отримання узагальненого математичного опису процесів електромеханічного перетворення енергії для обертальних ЕМ за допомогою ідеалізованого двофазного електромеханічного перетворювача, який називають узагальненою електричною машиною.

Узагальнена ЕМ – це спрощена модель реальної машини. Крім вище названих припущень А.1 – А.4, вона основана на тому, що магнітні потоки та МРС, які створюються обмотками статора і ротора, синусоїдально розподілені вздовж довжини кола машини. Для обмоток, які мають

несинусоїдальну МРС, враховують першу просторову гармоніку поля, а магнітні потоки від вищих гармонік відносять до потоків розсіювання.

У відповідності до (1.2) і (1.3), а також при умовах симетричного живлення, динамічні процеси в електричній частині елементарної узагальненої електричної машини, схема якої зображена на Рис. 1.3, описуються чотирма рівняннями електричної рівноваги в колах її обмоток та рівнянням електромагнітного моменту двигуна як функції струмів обмоток та механічних координат ω і θ .

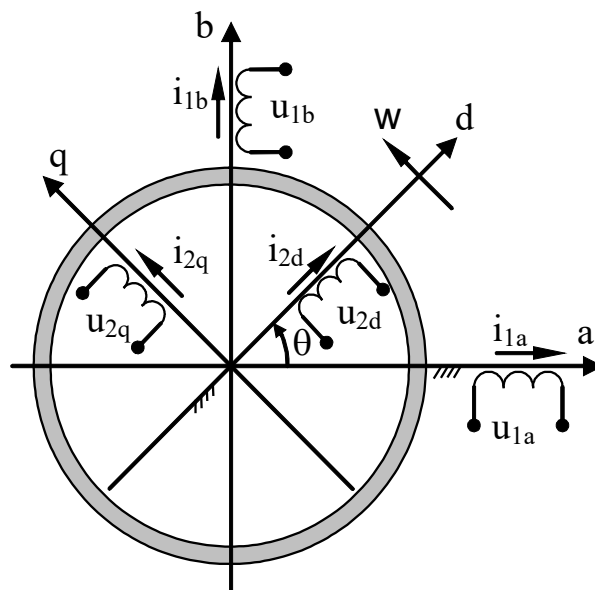


Рис. 1.3. Схема елементарної узагальненої двохфазної машини.

На Рис. 1.3 позначено: $(a-b)$ – стаціонарна система координат статора, $(d-q)$ – система координат ротора, що жорстко зв'язана з ним. Індекси 1 та 2 в позначеннях напруг та струмів вказують на відношення до статора та ротора, $(a,b), (d,q)$ – визначають розташування обмоток по осям систем координат $(a-b)$ та $(d-q)$.

Для електричної машини, еквівалентна схема якої показана на Рис. 1.3, сформуємо вектори змінних статора

$$\begin{aligned}
\mathbf{u}_1 &= (u_{1a}, u_{1b})^T \\
\mathbf{i}_1 &= (i_{1a}, i_{1b})^T \\
\boldsymbol{\psi}_1 &= (\psi_{1a}, \psi_{1b})^T,
\end{aligned} \tag{1.9}$$

а також вектори змінних ротора

$$\begin{aligned}
\mathbf{u}_2 &= (u_{2d}, u_{2q})^T \\
\mathbf{i}_2 &= (i_{2d}, i_{2q})^T \\
\boldsymbol{\psi}_2 &= (\psi_{2d}, \psi_{2q})^T.
\end{aligned} \tag{1.10}$$

Визначимо: $\mathbf{u} = (\mathbf{u}_1^T, \mathbf{u}_2^T)^T$ – вектор прикладених напруг; $\mathbf{i} = (\mathbf{i}_1^T, \mathbf{i}_2^T)^T$ – вектор струмів; $\boldsymbol{\psi} = (\boldsymbol{\psi}_1^T, \boldsymbol{\psi}_2^T)^T$ – вектор потокозчеплень; $\mathbf{L}(\theta) \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ – матриця індуктивностей, $\mathbf{R} = \text{diag}(R_1, R_1, R_2, R_2)$ – матриця активних опорів машини, R_1, R_2 – активні опори статора і ротора.

Виходячи із конфігурації узагальненої електричної машини, Рис. 1.3, матриця індуктивностей запишеться у наступному вигляді

$$\mathbf{L}(\theta) = \left[\begin{array}{cc|cc} L_1 & 0 & L_{12} \cos \theta & -L_{12} \sin \theta \\ 0 & L_1 & L_{12} \sin \theta & L_{12} \cos \theta \\ \hline L_{12} \cos \theta & L_{12} \sin \theta & L_2 & 0 \\ -L_{12} \sin \theta & L_{12} \cos \theta & 0 & L_2 \end{array} \right], \tag{1.11}$$

де L_1, L_2 – власні індуктивності обмоток статора і ротора, L_{12} – максимальне значення взаємної індуктивності між обмотками статора і ротора, коли їх магнітні осі співпадають. За умови неявнополюсності власні індуктивності статора (ротора) прийняті однаковими.

Матрицю (1.11) записують також у блочному вигляді

$$\mathbf{L}(\theta) = \begin{bmatrix} L_1 \mathbf{I} & L_{12} \mathbf{e}^{j\theta} \\ L_{12} \mathbf{e}^{-j\theta} & L_2 \mathbf{I} \end{bmatrix}, \tag{1.12}$$

де $\mathbf{I} \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ – одинична матриця,

$$\mathbf{e}^{J\theta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}; \quad \mathbf{e}^{-J\theta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}; \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Необхідно відмітити, що оператори $\mathbf{e}^{J\theta}$ і $\mathbf{e}^{-J\theta}$ забезпечують координатні перетворення векторів з системи координат що обертається в стаціонарну і навпаки.

Рівняння електричної рівноваги для кіл статора і ротора мають вигляд

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 &= R_1 \mathbf{i}_1 + \frac{d\psi_1}{dt} \\ \mathbf{u}_2 &= R_2 \mathbf{i}_2 + \frac{d\psi_2}{dt} \end{aligned} \quad (1.13)$$

Рівняння потокозчеплень АД з (1.2), (1.12) записуються

$$\begin{aligned} \psi_1 &= L_1 \mathbf{i}_1 + L_{12} \mathbf{e}^{J\theta} \mathbf{i}_2 \\ \psi_2 &= L_2 \mathbf{i}_2 + L_{12} \mathbf{e}^{-J\theta} \mathbf{i}_1 \end{aligned} \quad (1.14)$$

Підставивши (3.14) в (3.13), отримаємо рівняння електричної рівноваги АД в такому вигляді

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 &= R_1 \mathbf{i}_1 + L_1 \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} + L_{12} \mathbf{e}^{J\theta} \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} + L_{12} \omega \mathbf{e}^{J\theta} \mathbf{J} \mathbf{i}_2 \\ \mathbf{u}_2 &= R_2 \mathbf{i}_2 + L_2 \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} + L_{12} \mathbf{e}^{-J\theta} \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} - L_{12} \omega \mathbf{e}^{-J\theta} \mathbf{J} \mathbf{i}_1 \end{aligned} \quad (1.15)$$

Система (1.15) – є системою нелінійних диференціальних рівнянь 4-го порядку. В векторно-матричній формі вона перепишеться у вигляді

$$\begin{bmatrix} L_1 & L_{12} \mathbf{e}^{J\theta} \\ L_{12} \mathbf{e}^{-J\theta} & L_2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} \\ \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{u}_1 - R_1 \mathbf{i}_1 - \omega L_{12} \mathbf{e}^{J\theta} \mathbf{J} \mathbf{i}_2 \\ \mathbf{u}_2 - R_2 \mathbf{i}_2 + \omega L_{12} \mathbf{e}^{-J\theta} \mathbf{J} \mathbf{i}_1 \end{pmatrix}. \quad (1.16)$$

Після перетворень система (1.16) набуває наступної форми:

$$\begin{pmatrix} \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} \\ \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} \end{pmatrix} = \mathbf{L}^{-1}(\theta) \begin{pmatrix} -R_1 \mathbf{i}_1 - \omega L_{12} \mathbf{J} e^{J_0} \mathbf{i}_2 + \mathbf{u}_1 \\ -R_2 \mathbf{i}_2 + \omega L_{12} \mathbf{J} e^{-J_0} \mathbf{i}_1 + \mathbf{u}_2 \end{pmatrix}. \quad (1.17)$$

В рівняннях (1.17) враховано, що матриці e^{J_0} та \mathbf{J} є комутативними, тобто $(e^{J_0} \mathbf{J}) = (\mathbf{J} e^{J_0})$, $(e^{-J_0} \mathbf{J}) = (\mathbf{J} e^{-J_0})$.

Для отримання статичних електромеханічних характеристик необхідно в отриманих диференціальних рівняннях прийняти умову відповідному усталеному режиму, тоді ці рівняння перетворюються в алгебраїчні.

Враховуючи, що похідна від матриці індуктивностей (1.12) має вигляд

$$\frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} = \begin{bmatrix} 0 & L_{12} e^{J_0} \mathbf{J} \\ -L_{12} e^{-J_0} \mathbf{J} & 0 \end{bmatrix}, \quad (1.18)$$

рівняння моменту узагальненої ЕМ (1.7) запишеться

$$M = L_{12} \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} e^{J_0} \mathbf{i}_2 \quad (1.19)$$

Доповнюючи (1.17) та (1.19) рівняннями руху ротора з постійним моментом інерції J , повні рівняння динаміки АД набувають вигляду

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (L_{12} \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} e^{J_0} \mathbf{i}_2 - M_c) \end{aligned} \quad (1.20)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} \\ \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} \end{pmatrix} = \mathbf{L}^{-1}(\theta) \begin{pmatrix} -R_1 \mathbf{i}_1 - \omega L_{12} e^{J_0} \mathbf{J} \mathbf{i}_2 + \mathbf{u}_1 \\ -R_2 \mathbf{i}_2 + \omega L_{12} e^{-J_0} \mathbf{J} \mathbf{i}_1 + \mathbf{u}_2 \end{pmatrix}$$

У випадку АД з короткозамкненим ротором приймається $\mathbf{u}_2 = 0$.

Лекція Тема 1.4.. Неявнополюсні синхронні двигуни зі збудженням від постійних магнітів

Завдяки створенню високоефективних постійних магнітів на основі рідкоземельних матеріалів на початку 80-х років були розроблені синхронні двигуни (СД) зі збудженням від постійних магнітів, які за питомими показниками не поступаються високомоментним електродвигунам постійного струму. На даний час синхронні двигуни зі збудженням від постійних магнітів випускаються на потужності від одиниць ват до десятків кіловат. Векторно-керовані СД поєднують простоту керування, притаманну двигунам постійного струму, і переваги безконтактних конструкцій машин змінного струму. Гарантований час безперервної роботи цих двигунів без обслуговування перевищує 10000 год., перевантажувальна здатність по моменту 6-7, відсутні будь-які обмеження на роботу в загальмованому стані. Промисловість випускає декілька конструкцій синхронних двигунів зі збудженням від постійних магнітів, які можуть бути розділені на два великих класи: електричні машини з синусоїдальним і несинусоїдальним (трапецієвидним) розподіленням магніторушійних сил (МРС) вздовж окружності машини. Двигуни першого типу керуються від інверторів напруги з широтно-імпульсною модуляцією, які забезпечують синусоїдальність струму в обмотках статора і отримання моменту без пульсацій.

Синхронні двигуни з несинусоїдальним розподіленням МРС конструктивно простіші, керуються в функції положення ротора струмом несинусоїдальної форми, зазвичай прямокутної по, так званому, принципу безщіткового двигуна постійного струму (brushless-dc). Момент цих двигунів містить до 30% пульсацій, тому в прецензійних приводах такі двигуни застосовуються рідко.

Для отримання найбільшої ефективності постійні магніти виготовляють на основі рідкоземельних матеріалів, таких як самарій-кобальт (Cobalt-Samarium – Co-Sm) або неодіуму (Neodium-Iron-Borom – Nd-Fe-B). Ці матеріали володіють високою намагніченістю (коерцетивна сила в 3-4 рази вища, ніж у альніко), стійкі до розмагнічування, завдяки чому синхронний двигун здатен розвивати короткочасно 6-7-кратний момент. Магніти при поверхньому монтажі виконані у формі стержнів, встановлюються на поверхності ротора, як показано на рис.1.4. Завдяки підходящій конфігурації магнітної системи двигуна форма МРС може бути отримана достатньо близькою до синусоїдальної. Матеріал постійних магнітів має низьку магнітну проникність по відношенню до зовнішнього магнітного поля і значний електричний опір, тому магнітні стержні можуть розглядатися як частина однорідного повітряного зазору. Дана властивість СД, що розглядаються, дозволяє відносити їх до класу неявнополюсних машин. Динамічне відхилення положення ротора відносно МРС статора в синхронних машинах незначне, тому дію вихрових струмів в роторі, який виконаний з електротехнічної сталі, можна знехтувати. Відсутність втрат в роторі – важлива перевага синхронних двигунів у порівнянні з асинхронними, тому що виключає нагрів механічної частини електроприводу.

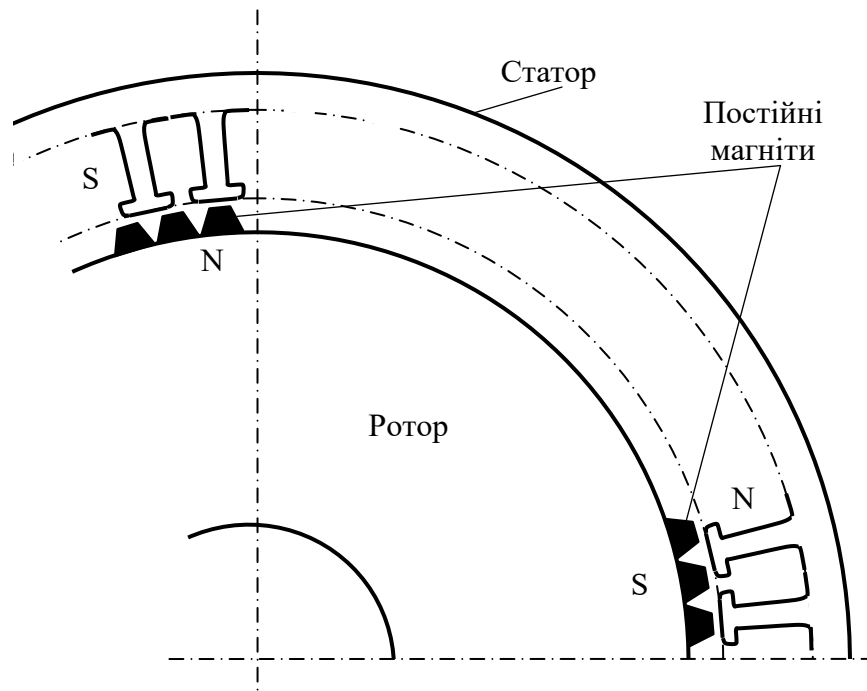


Рис.1.4. Конструкція синхронного двигуна зі збудженням від постійних магнітів

Математична модель неявнополюсного СД. Виходячи з теорії двофазної узагальненої електричної машини еквівалентна схематизація симетричного СД із збудренням від постійних магнітів має вигляд, показаний на рис. 1.5.

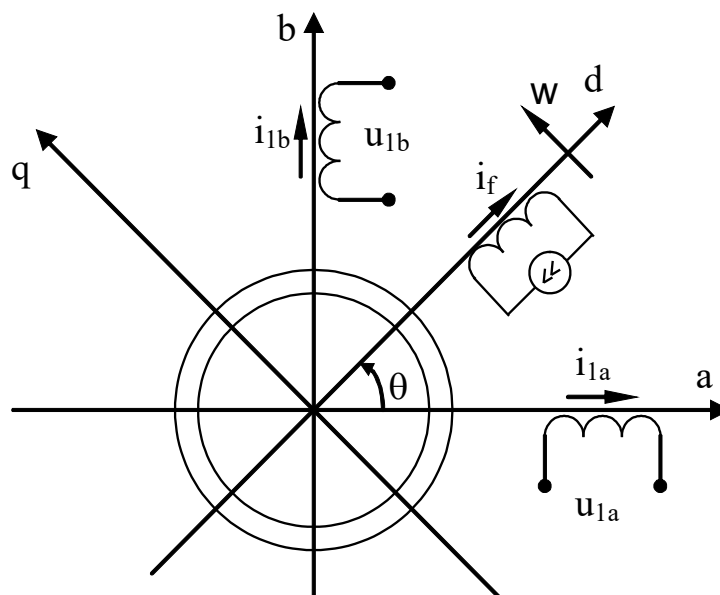


Рис.1.5. Схематизація СД

На рис. 1.5 використано наступні стандартні позначення: (a-b), (d-q) – системи координат статора та ротора; (u_{1a}, u_{1b}) , (i_{1a}, i_{1b}) – компоненти векторів напруги та струму статора, $i_f = \text{const}$ – струм фіктивного джерела струму, що схематизує дію постійних магнітів; θ, ω – кутове положення та кутова швидкість ротора відносно статора, $\omega = \frac{d\theta}{dt}$.

Вектори струму, потокозчеплення та напруги статора СД мають вигляд

$$\begin{aligned} \mathbf{i} &= (i_{1a}, i_{1b}, i_f)^T \\ \boldsymbol{\Psi} &= (\Psi_{1a}, \Psi_{1b}, \Psi_f)^T \\ \mathbf{u}_1 &= (u_{1a}, u_{1b})^T \end{aligned} \quad (1.21)$$

За умов відсутності явнополюсності матриця індуктивностей електричної машини, що представлена на рис.1.5, має вигляд

$$\mathbf{L}(\theta) = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & L_m \cos \theta \\ 0 & L_1 & L_m \sin \theta \\ L_m \cos \theta & L_m \sin \theta & L_f \end{bmatrix}, \quad (1.22)$$

де L_1, L_f – індуктивності статорної та фіктивних обмоток, L_m – індуктивність контуру намагнічування, одна пара полюсів прийнята без втрати загальності.

Електромагнітна енергія та момент узагальненої машини мають вигляд

$$W(\theta) = \left(\frac{1}{2} \mathbf{i}^T \mathbf{L}(\theta) \mathbf{i} \right) \quad (1.23)$$

$$M = \frac{\partial W(\theta)}{\partial \theta} \quad (1.24)$$

Після підстановки (1.21) – (1.23) в (1.24) отримаємо наступний вираз для моменту СД:

$$\begin{aligned}
\mathbf{M} &= \left(\frac{1}{2} \mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i} \right) = \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \begin{bmatrix} 0 & 0 & -L_m \sin \theta \\ 0 & 0 & L_m \cos \theta \\ -L_m \sin \theta & L_m \cos \theta & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i} = \\
&= \frac{1}{2} (i_{1a}, i_{1b}, i_f) \begin{bmatrix} 0 & 0 & -L_m \sin \theta \\ 0 & 0 & L_m \cos \theta \\ -L_m \sin \theta & L_m \cos \theta & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_f \end{pmatrix} =
\end{aligned} \tag{1.25}$$

$$\frac{1}{2} (i_{1a}, i_{1b}, i_f) \begin{pmatrix} -L_m i_f \sin \theta \\ L_m i_f \cos \theta \\ -L_m i_{1a} \sin \theta + L_m i_{1b} \cos \theta \end{pmatrix} = L_m i_f (-i_{1a} \sin \theta + i_{1b} \cos \theta)$$

Рівняння для потокозчеплень

$$\Psi = \mathbf{L}(\theta) \mathbf{i}$$

з урахуванням (1.22) набуває вигляду

$$\begin{pmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_f \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & L_m \cos \theta \\ 0 & L_1 & L_m \sin \theta \\ L_m \cos \theta & L_m \sin \theta & L_f \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_f \end{pmatrix}, \tag{1.26}$$

де $\mathbf{i}_1 = (i_{1a}, i_{1b})^T$, $\Psi_1 = (\Psi_{1a}, \Psi_{1b})^T$ - вектори струму та потокозчеплення статора.

Узагальнене рівняння електричної рівноваги статорного кола у формі Кірхгофа запишеться

$$\mathbf{u}_1 = \mathbf{R}_1 \mathbf{i}_1 + \frac{d\Psi_1}{dt}, \tag{1.27}$$

в якому вектор потокозчеплення статора дорівнює

$$\Psi_1 = \begin{pmatrix} \Psi_{1a} \\ \Psi_{1b} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{pmatrix} + L_m i_f \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{pmatrix}, \quad (1.28)$$

де $R_1 = \text{diag}(R_1, R_1)$ - матриця активних опорів статора.

Після підстановки (9) в (8) отримаємо

$$\begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_{1a}}{dt} \\ \frac{di_{1b}}{dt} \end{pmatrix} + L_m i_f \begin{pmatrix} -\omega \sin \theta \\ \omega \cos \theta \end{pmatrix} \quad (1.29)$$

Для випадку, коли повний момент інерції механічної системи J постійний, динамічна модель електромеханічного об'єкта може бути отримана з (1.29), (1.25) у наступному вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} [k_M (-i_{1a} \sin \theta + i_{1b} \cos \theta) - M_c] \\ \dot{i}_{1a} &= L_1^{-1} (u_{1a} - R_1 i_{1a} + L_m i_f \omega \sin \theta) \\ \dot{i}_{1b} &= L_1^{-1} (u_{1b} - R_1 i_{1b} - L_m i_f \omega \cos \theta) \end{aligned} \quad (1.30)$$

де $k_M = L_m i_f = \text{const}$ - коефіцієнт моменту, M_c - момент навантаження.

Тема 1.5. Перетворення координат узагальненої електричної машини. Фазні перетворення. Перетворення координат узагальненої електричної машини

Рівняння (1.20) та (1.30) є нелінійними диференціальними рівняннями з періодичними коефіцієнтами, права частина яких залежить від кутового положення (див. вирази для $e^{j\theta}$, $e^{-j\theta}$).

Для подолання цієї проблеми виконаємо перетворення моделі (1.13) та (1.14) у нову систему координат $(u-v)$, яка характеризується кутовим положенням $\theta_k(t)$ відносно стаціонарної системи $(a-b)$ і обертається з кутовою швидкістю $\omega_k = \dot{\theta}_k$. Розташування систем координат $(a-b)$, $(d-q)$, та $(u-v)$ показано на Рис. 1.6.

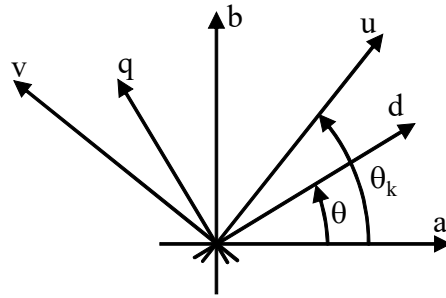


Рис. 1.6. Просторове розташування систем координат

В нових координатах вектори змінних статора і ротора запишуться

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1^{(u-v)} &= e^{-j\theta_k} \mathbf{x}_1^{(a-b)} \\ \mathbf{x}_2^{(u-v)} &= e^{-j(\theta_k - \theta)} \mathbf{x}_2^{(d-q)}, \end{aligned} \quad (1.31)$$

$$\text{де } \mathbf{x}_1^{(u-v)} = (x_{1u}, x_{1v})^T, \quad \mathbf{x}_2^{(u-v)} = (x_{2u}, x_{2v})^T.$$

Після перетворень з використанням (1.31) рівняння електричної рівноваги (1.13), а також рівняння для потокозчеплень і моменту набувають вигляду

$$\mathbf{u}_1 = R_1 \mathbf{i}_1 + \frac{d\boldsymbol{\psi}_1}{dt} + \omega_k \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_1 \quad (1.32)$$

$$\mathbf{u}_2 = R_2 \mathbf{i}_2 + \frac{d\boldsymbol{\psi}_2}{dt} + (\omega_k - \omega) \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_2$$

$$\boldsymbol{\psi}_1 = L_1 \cdot \mathbf{i}_1 + L_{12} \cdot \mathbf{i}_2 \quad (1.33)$$

$$\boldsymbol{\psi}_2 = L_{12} \cdot \mathbf{i}_1 + L_2 \cdot \mathbf{i}_2$$

$$M = L_{12} \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \mathbf{i}_2 \quad (1.34)$$

де вектори $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2, \boldsymbol{\psi}_1, \boldsymbol{\psi}_2$ представлені в системі координат $(u - v)$. Для АД з короткозамкненим ротором в (1.32) необхідно прийняти $\mathbf{u}_2 = 0$.

Рівняння (1.32) – (1.34), які визначають динамічну модель електричної частини АД в системі координат $(u - v)$, що обертається з кутовою швидкістю ω_k , від кутового положення не залежать. Це пояснюється тим, що фіктивна машина в системі координат $(u - v)$ має взаємно нерухомі обмотки статора і ротора, як це видно з Рис. 1.7.

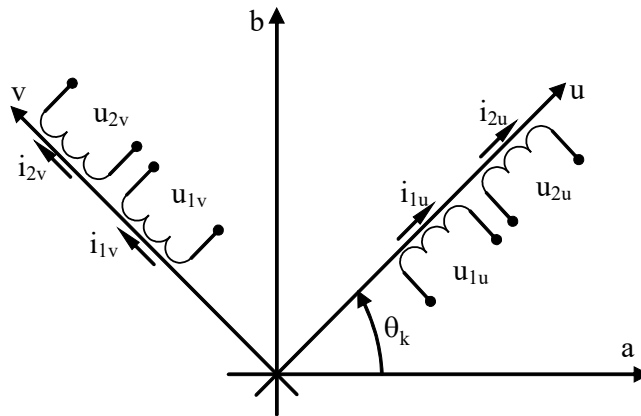


Рис. 1.7. Схематизація узагальненої електричної машини в системі координат $(u - v)$

Найбільш часто застосовуються наступні системи координат $(u - v)$:

- $\omega_k = 0$ система координат $(u - v)$ трансформується до стаціонарної системи координат статора $(a - b)$;
- $\omega_k = \omega$ – система координат $(u - v)$ стає системою координат ротора $(d - q)$;
- $\omega_k = \omega_0$, де ω_0 – частота обертання поля електричної машини; при такому виборі маємо синхронну систему координат.

Відповідно до задач дослідження, система координат статора $(a - b)$ при $\omega_k = 0$ використовується при моделюванні АД з короткозамкненим

ротором; система координат ротора $(d-q)$ $\omega_k = \omega$ – при дослідженні синхронних машин; синхронна система координат $\omega_k = \omega_0$ – є базовою при дослідженні та синтезі алгоритмів керування.

Виходячи з (1.32) при обраному варіанті системи координат $(u-v)$ можуть бути сформовані моделі АД, записані через різні комбінації пар векторів, що входять в рівняння (1.32) – (1.34).

Тема 1.6. Фазні перетворення

Машина змінного струму, як правило, мають симетричну трифазну обмотку статора. Ротор асинхронних машин, як з фазними обмотками так і короткозамкнений, може також бути представлений трифазною обмоткою. Схематичне зображення трифазної симетричної дво полюсної машини змінного струму та електрична схема показані на Рис. 1.8 а і Рис. 1.8 б, відповідно.

На рисунку розподілені статорні і роторні обмотки замінено їх центральними витками. Кут α є координатою статора відносно магнітної вісі статорної обмотки as , що одночасно є вісю (а) стаціонарної ортогональної системи координат $(a-b)$. Центри обмоток bs і cs розташовані відносно вісі першої статорної обмотки відповідно кутам $\alpha = \gamma = 2\pi/3$ і $\alpha = 2\gamma = 4\pi/3$. Таке саме визначення характерне і для роторного кола, де кут обертання ротора θ – це кут між напрямками магнітних вісей статорної as і роторної ar обмоток, що відраховується відносно системи $(a-b)$, жорстко зв'язаної із статором. Розташувавши при цьому на роторі систему координат $(dr-qr)$ так, що вісь (dr) співпадає з магнітною вісю роторної обмотки ar , одержимо визначення кута обертання θ , яке розглянуто в двофазній моделі узагальненої машини. Трифазні обмотки статора і ротора є симетричними, тобто мають однакову

кількість витків (n_s, n_r) і однаковий активний опір (r_s, r_r) для кожної із фазних обмоток. Струми статора (ротора) можуть мати будь-яку форму.

Якщо кількість витків кожної фази статора дорівнює n_s , то розподіл МРС обмоток статора вздовж довжини кола машини, промасштабований коефіцієнтом $2/3$, визначається залежністю

$$F_1(t, \alpha) = \frac{2}{3} n_s [i_{as}(t) \cos \alpha + i_{bs}(t) \cos(\alpha - \gamma) + i_{cs}(t) \cos(\alpha - 2\gamma)]; \quad (1.35)$$

$$\gamma = 2\pi/3.$$

Відповідно до Рис. 1.9, $F_1(t, \alpha)$ є статорними ампер-витками у повітряному зазорі по радіальній лінії магнітного поля, яка перетинає двигун під кутом α . Якщо статорні струми синусоїдні, з постійною амплітудою і частотою, та утворюють симетричну трифазну систему

$$i_{as}(t) + i_{bs}(t) + i_{cs}(t) = 0, \quad (1.36)$$

то хвиля МРС має сталу амплітуду й обертається із сталою кутовою швидкістю, що дорівнює частоті статорних струмів.

Введемо комплексне визначення

$$\cos \alpha = \frac{1}{2} (e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}), \quad (1.37)$$

тоді вираз (1.35) матиме вигляд:

$$F_1(t, \alpha) = \frac{1}{2} n_s \left\{ \frac{2}{3} [i_{as}(t) + i_{bs}(t) e^{j\gamma} + i_{cs}(t) e^{j2\gamma}] e^{-j\alpha} + \frac{2}{3} [i_{as}(t) + i_{bs}(t) e^{-j\gamma} + i_{cs}(t) e^{-j2\gamma}] e^{j\alpha} \right\}, \quad (1.38)$$

в якому

$$i_1(t) = \frac{2}{3} (i_{as}(t) + i_{bs}(t) e^{j\gamma} + i_{cs}(t) e^{j2\gamma}), \quad (1.39)$$

змінний у часі вектор струму статора в комплексній площині, зв'язаний із системою координат ($a - b$), а

$$\mathbf{i}_1^*(t) = \frac{2}{3}(\mathbf{i}_{as}(t) + \mathbf{i}_{bs}(t)e^{-j\gamma} + \mathbf{i}_{cs}(t)e^{-j2\gamma}), \quad (1.40)$$

являє собою відповідний сполучений комплексний вектор.

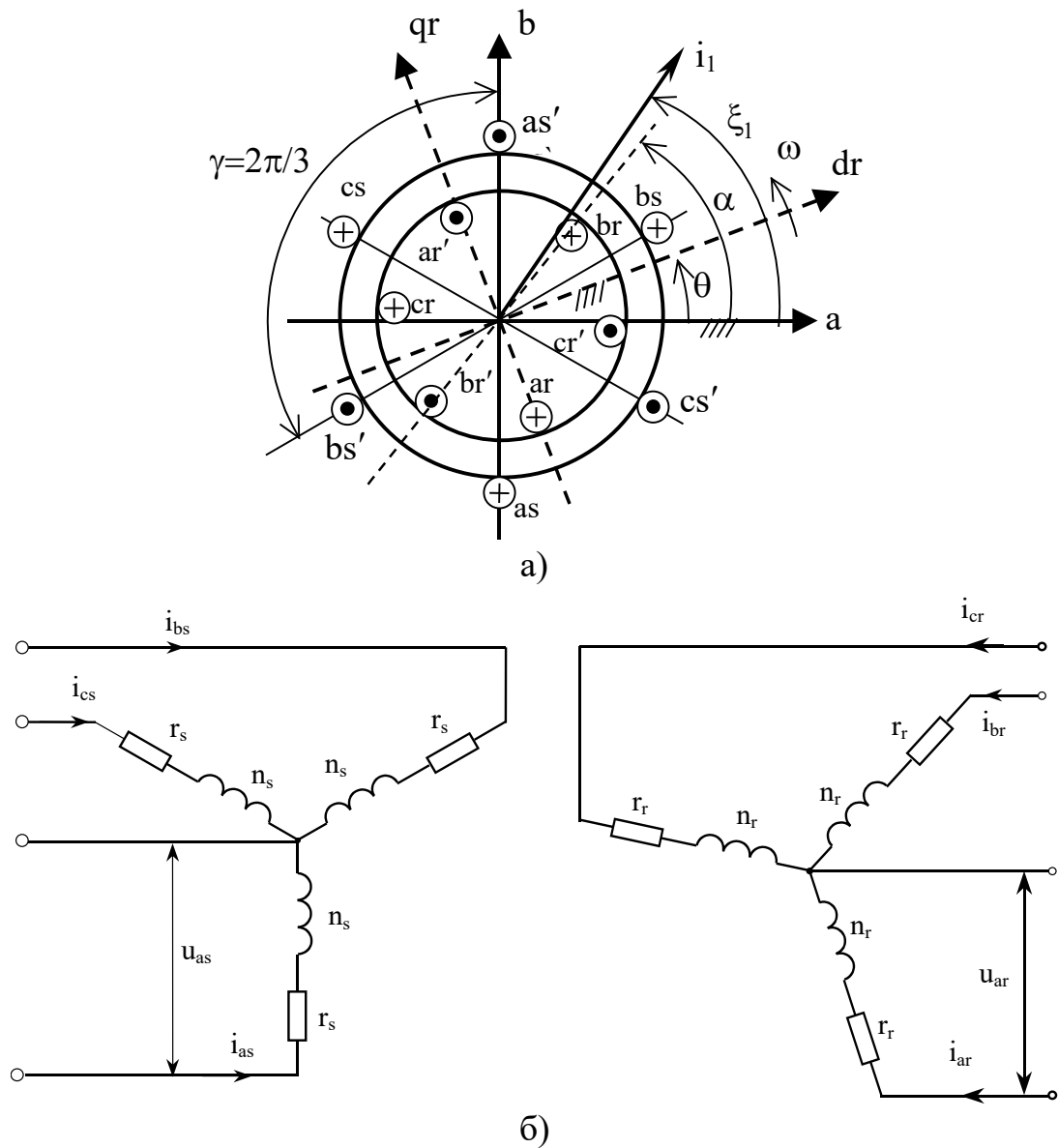


Рис. 1.8. Схематичне зображення – а) і схема включення асинхронного двигуна – б)

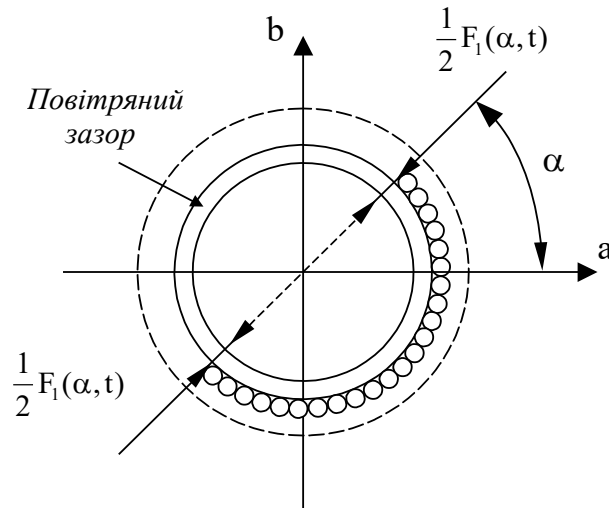


Рис. 1.9. Визначення МРС статорних обмоток.

Вираз для МРС статора (1.38) з урахуванням позначень (1.39), (1.40) має вигляд:

$$F_1(t, \alpha) = \frac{1}{2} n_s [\mathbf{i}_1(t) e^{-j\alpha} + \mathbf{i}_1^*(t) e^{j\alpha}].$$

Спосіб одержання комплексного вектора статора $\mathbf{i}_1(t)$ ілюструє Рис. 1.10 для моменту часу, коли $i_{as}(t) > 0$, $i_{bs}(t) < 0$, $i_{cs}(t) < 0$. З урахуванням введеної раніше системи відрахунку, зв'язаної із статором електричної машини, комплексний вектор струму статора запишемо наступним чином

$$\mathbf{i}_1(t) = I_1(t) e^{j\xi_1(t)} = i_{1a}(t) + j i_{1b}(t) \quad (1.41)$$

де $I_1(t)$, ξ_1 – модуль і кутове положення вектора \mathbf{i}_1 ; $i_{1a}(t)$, $i_{1b}(t)$ – проекції вектора, струму статора в системі координат (a-b) комплексної магнітної площини, зв'язаної з статором машини. Нагадаємо, що дійсна вісь a співпадає з напрямком магнітної вісі ас статорної обмотки.

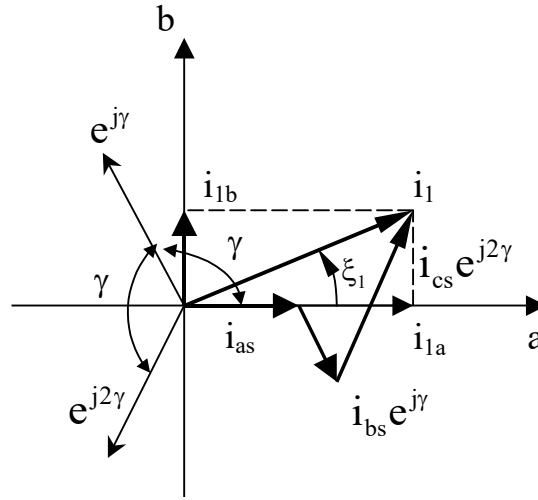


Рис. 1.10. Формування вектора струму статора.

Рівняння (1.41) описує перетворення трифазних змінних на еквівалентні двофазні. З Рис. 1.10, використовуючи метод симетричних складових, одержимо

$$\mathbf{i}_{ab01} = \mathbf{Q} \mathbf{i}_{abcs} \quad (1.42)$$

де

$$\mathbf{i}_{ab01} = (i_{1a}, i_{1b}, i_{10})^T; \mathbf{i}_{abcs} = (i_{as}, i_{bs}, i_{cs})^T \quad (1.43)$$

$$\mathbf{Q} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}; \mathbf{Q}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

У виразі (1.43) для перетвореного вектора струму статора i_{10} є складовою нульової послідовності. Якщо трифазні змінні утворюють симетричну систему (1.36), то складові нульової послідовності відсутні і матриця (1.43) набуває вигляду

$$\mathbf{Q} = [3 \rightarrow 2] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}; \mathbf{Q}^{-1} = [2 \rightarrow 3] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

Перетворення трифазних змінних ротора на двофазні виконується аналогічно. Параметри ротора, його струми та напруги попередньо зводяться до ротора.

У загальному вигляді перетворення трифазних змінних на двофазні може бути записано таким чином

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{ab01} &= \mathbf{Q} \mathbf{x}_{abcs} \\ \mathbf{x}_{dq02} &= \mathbf{Q} \mathbf{x}_{abcr} \end{aligned} \quad (1.46)$$

де $\mathbf{x}_{ab01} = (x_{1a}, x_{1b}, x_{10})^T$, $\mathbf{x}_{dq02} = (x_{2dr}, x_{2qr}, x_{20})^T$ – вектори двофазних змінних статора і ротора; $\mathbf{x}_{abcs} = (x_{as}, x_{bs}, x_{cs})^T$; $\mathbf{x}_{abcr} = (x_{ar}, x_{br}, x_{cr})^T$ – вектори трифазних змінних статора і ротора. Вектор \mathbf{x} в (1.46) використовується для визначення векторів напруг, струмів та потокозчеплень електричної машини.

Співвідношення потужностей, схеми заміщення, Узагальнена структурна схема

Не важко пересвідчитись у тому, що перетворення (1.45) зберігає амплітуду вектора, записаного в двофазних і трифазних змінних, в той час як співвідношення потужностей знаходяться з наступного аналізу. Потужність, записана через трифазні і двофазні змінні, є

$$P_{abcs} = \mathbf{u}_{abcs}^T \mathbf{i}_{abcs} = u_{as} i_{as} + u_{bs} i_{bs} + u_{cs} i_{cs} \quad (1.47)$$

$$P_{ab01} = \mathbf{u}_{ab01}^T \mathbf{i}_{ab01} = u_{1a} i_{1a} + u_{1b} i_{1b} + 2u_{01} i_{01} \quad (1.48)$$

Оскільки потужності в (1.47) і (1.48) мають бути однаковими при використанні перетворення (1.44), то їх співвідношення знаходимо у вигляді

$$P_{abcs} = \frac{3}{2} P_{ab01}$$

В теорії електромеханічного перетворення енергії прийнято використовувати, так звану, Т-подібну схему заміщення фази АД, яка показана на Рис. 1.12.

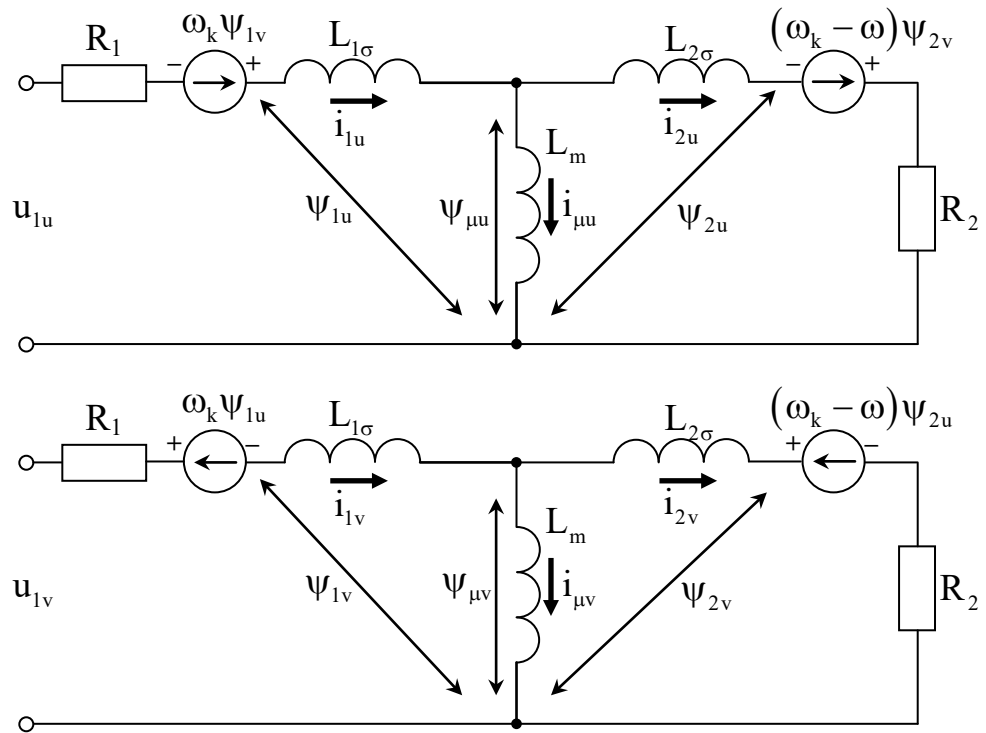


Рис. 1.12. Схема заміщення фази асинхронного двигуна в системі координат $(u - v)$

На схемі заміщення позначено: L_m – індуктивність намагнічування (контуру намагнічування), яка дорівнює $L_m = \frac{m}{2} L_{12}$, де m – фазність обмотки; $L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$ – індуктивності розсіювання статора і ротора, які визначаються з виразів

$$\begin{aligned} L_1 &= L_{1\sigma} + L_m \\ L_2 &= L_{2\sigma} + L_m, \end{aligned} \tag{1.49}$$

i_μ, ψ_μ – струм намагнічування та головне потокозчеплення.

У трифазних АД $m=3$, тому при використанні перетворення (1.45), рівняння для потокозчеплень (1.33) та моменту (1.34) запишуться у вигляді

$$\psi_1 = L_1 i_1 + L_m i_2 \quad (1.50)$$

$$\psi_2 = L_m i_1 + L_2 i_2,$$

$$M = \frac{3}{2} L_m i_1^T J i_2 \quad (1.51)$$

З використанням рівнянь електричної рівноваги (1.32), а також виразів для потокозчеплень та моменту (1.50), (1.51) отримуються базові моделі ЕМ, що знайшли застосування при дослідженні електромеханічних системах з асинхронними двигунами.

Використовуючи формули перетворення трифазних змінних до двофазних і навпаки (1.45), (1.46) рівняння перетворень координат (1.31), математичну модель електричної частини машини (1.32), представлену в довільній системі координат (u-v), рівняння моменту записане через перетворенні змінні, а також рівняння руху механічної частини з постійним моментом інерції, можливо скласти узагальнену структурну схему трифазної електричної машини, що зображена на Рис. 1.13.

Реальні напруги статора, задані вектором $\mathbf{u}_{abcs} = (u_{as}, u_{bs}, u_{cs})^T$, а також зведені до статора напруги ротора, що задані вектором $\mathbf{u}'_{abcs} = (u'_{ar}, u'_{br}, u'_{cr})^T$, за умов їх симетричності перетворюються до двофазних систем напруг $\mathbf{u}_1 = (u_{1a}, u_{1b})^T$ та $\mathbf{u}_2 = (u_{2dr}, u_{2qr})^T$, заданих відповідно в нерухомій системі координат статора (a-b) та рухомій системі координат ротора (dr-qr). Для використання узагальненої моделі електромеханічного перетворювача в системі координат (u-v), що обертається з довільною кутовою швидкістю, вектори напруг \mathbf{u}_1 і \mathbf{u}_2 повинні бути перетворені в систему (u-v) за

допомогою операторів $e^{-j\theta_k}$ та $e^{-j(\theta_k-\theta)}$ згідно з формулами (1.31) / Вектори напруг, $\mathbf{u}_1^{(u-v)}$ і $\mathbf{u}_2^{(u-v)}$ є керуючими діями узагальненої електричної машини заданої моделлю (1.32) в системі координат (u-v).

Залежно від специфіки задачі, яку треба вирішити, застосовується одна з форм запису рівняння моменту: у формі струмів, струмів та потокозчеплень, потокозчеплень. Для кожного з виразів моменту узагальнену модель (1.32) необхідно привести до вигляду, в якому змінними будуть координати, що входять у рівняння моменту. Такі перетворення легко провести шляхом виключення з рівнянь (1.32) відповідних струмів чи потокозчеплень за допомогою виразів (1.50).

Реальні значення струмів (потокозчеплень) електричної машини визначаються перетворенням змінних, представлених в системі координат (u-v), до трифазних, використовуючи при цьому проміжне перетворення до двофазних координат статора і ротора. На Рис. 1.13 показано структурну схему алгоритму зворотного перетворення для одержання реальних струмів машини. Аналогічно визначають потокозчеплення статора і ротора.

Якщо живлення електричної машини не є симетричним, тоді модель, Рис. 1.13, доповнюється рівняннями нульової послідовності.

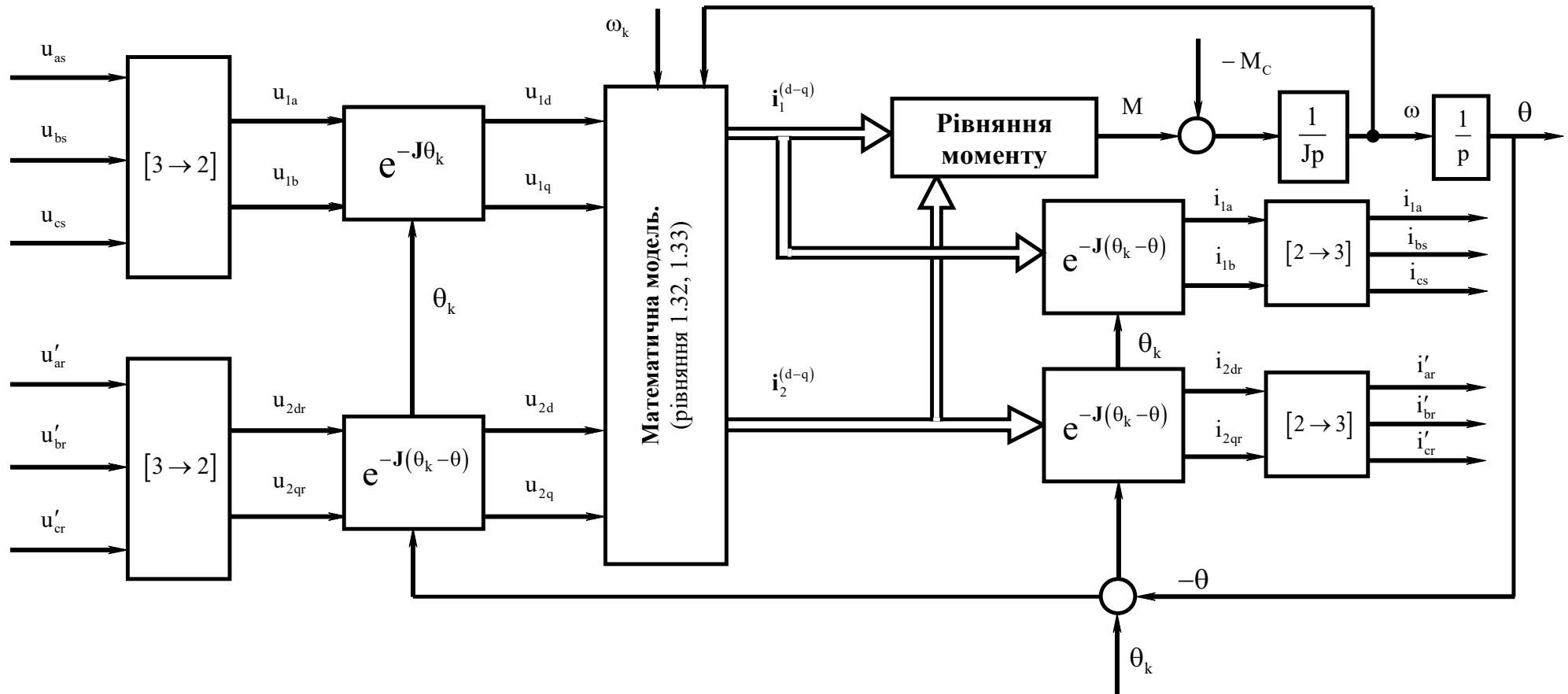


Рис.1.13 - Узагальнена структурна схема трифазної електричної машини.

Тема 1.7. Найбільш часто використовувані моделі типових неявнополюсних електричних машин. Моделі асинхронних двигунів

Динамічна модель короткозамкненого АД в системі координат статора (а–b), записана через вектори струму статора та потокозчеплення ротора. Виключимо з (1.32) при $\mathbf{u}_2 = 0, \omega_k = 0$ вектори \mathbf{i}_2 та Ψ_1 за допомогою (1.50).

Вираз для \mathbf{i}_2 з другого рівняння (1.50) буде

$$\mathbf{i}_2 = L_2^{-1}(\Psi_2 - L_m \mathbf{i}_1) \quad (1.52)$$

Підстановка (1.52) в друге рівняння (1.32) дає

$$\dot{\Psi}_2 = -\alpha \Psi_2 + \omega \mathbf{J} \Psi_2 + \alpha L_m \mathbf{i}_1, \quad (1.53)$$

де $\alpha = R_2/L_2 = T_R^{-1}$, T_R – стала часу роторного кола.

Після підстановки виразу для Ψ_1 з (1.50) в перше рівняння (1.32), а також перетворень з урахуванням (1.53), отримаємо рівняння динаміки струму статора

$$\dot{\mathbf{i}}_1 = -\frac{R_1}{\sigma} \mathbf{i}_1 - \beta \dot{\Psi}_2 + \frac{1}{\sigma} \mathbf{u}_1, \quad (1.54)$$

$$\text{де } \sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right), \beta = \frac{L_m}{L_2 \sigma}.$$

З урахуванням (1.52) рівняння моменту АД набуває вигляду

$$M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \Psi_2 \quad (1.55)$$

При розгляді узагальненої електричної машини приймається, що кількість пар полюсів дорівнює одиниці. Якщо машина має кількість пар

полісів p_n , відмінну від одиниці, тоді рівняння моменту (1.51), а також складова $\omega \mathbf{J} \Psi_2$ в (1.53) масштабуються множителем p_n .

Поєднуючи (1.53), (1.54), (1.55) з рівняннями руху механічної частини з моментом інерції J , математична модель АД запишеться у наступному вигляді

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}) \\ \dot{i}_{1a} &= -\gamma i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta p_n \omega \psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a} \\ \dot{i}_{1b} &= -\gamma i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta p_n \omega \psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b} \\ \dot{\psi}_{2a} &= -\alpha \psi_{2a} - p_n \omega \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a} \\ \dot{\psi}_{2b} &= -\alpha \psi_{2b} + p_n \omega \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b} \\ \text{де } \gamma &= \frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta.\end{aligned}\tag{1.56}$$

Динамічна модель АД в синхронній системі координат, що обертається з кутовою швидкістю ω_0 . Визначимо змінні в синхронній системі координат наступним чином

$$\mathbf{x}^{(d-q)} = e^{-j\theta_0} \mathbf{x}^{(a-b)},\tag{1.57}$$

де \mathbf{x} – двомірні вектори напруги, струму, потокозчеплення.

Тут і далі позначення $(d-q)$ прийнято також для обертової системи координат $(u-v)$.

В силу перетворення (1.57) модель (1.56) набуває вигляду

$$\dot{\theta} = \omega$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J}(M - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d})$$

$$\dot{i}_{1d} = -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta p_n \omega \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d} \quad (1.58)$$

$$\dot{i}_{1q} = -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q}$$

$$\dot{\psi}_{2d} = -\alpha \psi_{2d} + \omega_2 \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d}$$

$$\dot{\psi}_{2q} = -\alpha \psi_{2q} - \omega_2 \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q},$$

де частота ковзання дорівнює $\omega_2 = \omega_0 - p_n \omega$.

Динамічна модель короткозамкненого АД в синхронній системі координат, записана через вектори струму ротора та потокозчеплення статора.

Для виключення струму статора з рівнянь (1.50) використаємо вираз

$$\mathbf{i}_1 = L_1^{-1} (\boldsymbol{\psi}_1 - L_m \mathbf{i}_2), \quad (1.59)$$

що отримується з (1.50).

Підстановка (1.59) в (1.32) дає

$$\dot{\boldsymbol{\psi}}_1 = -\alpha_1 \boldsymbol{\psi}_1 - \omega_0 \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_1 + \alpha_1 L_m \dot{\mathbf{i}}_2 + \mathbf{u}_1, \quad (1.60)$$

де $\alpha_1 = R_1 / L_1$.

Після перетворень другого рівняння в (1.32) отримаємо

$$\dot{\mathbf{i}}_2 = -\gamma_1 \mathbf{i}_2 - \omega_2 \mathbf{J} \mathbf{i}_2 + \alpha_1 \beta_1 \boldsymbol{\psi}_1 + \beta_1 p_n \omega \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_1 + \frac{1}{\sigma_1} \mathbf{u}_2 - \beta_1 \mathbf{u}_1 \quad (1.61)$$

$$\text{де } \sigma_1 = L_2 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right), \quad \beta_1 = \frac{L_m}{L_1 \sigma_1}, \quad \gamma_1 = \frac{R_2}{\sigma_1} + \alpha_1 L_m \beta_1.$$

Рівняння моменту отримується шляхом підстановки (1.59) в (1.51)

$$\begin{aligned}
M &= \frac{3}{2} L_m p_n (\mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \mathbf{i}_2) = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} p_n (\boldsymbol{\psi}_1 - L_m \mathbf{i}_2)^T \mathbf{J} \mathbf{i}_2 = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} p_n \boldsymbol{\psi}_1^T \mathbf{J} \mathbf{i}_2 = \\
&= \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} p_n (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q})
\end{aligned} \tag{1.62}$$

В скалярному вигляді динамічна модель АД з урахуванням (1.60), (1.61), (1.62) запишеться у вигляді

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} p_n (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q}) \\
\dot{\psi}_{1d} &= -\alpha_1 \psi_{1d} + \omega_0 \psi_{1q} + \alpha_1 L_m i_{2d} + u_{1d} \\
\dot{\psi}_{1q} &= -\alpha_1 \psi_{1q} - \omega_0 \psi_{1d} + \alpha_1 L_m i_{2q} + u_{1q} \\
\dot{i}_{2d} &= -\gamma_1 i_{2d} + \omega_2 i_{2d} + \alpha_1 \beta_1 \psi_{1d} - \beta_1 p_n \omega \psi_{1q} + \frac{1}{\sigma_1} u_{2d} - \beta_1 u_{1d} \\
\dot{i}_{2q} &= -\gamma_1 i_{2q} - \omega_2 i_{2q} + \alpha_1 \beta_1 \psi_{1q} + \beta_1 p_n \omega \psi_{1d} + \frac{1}{\sigma_1} u_{2q} - \beta_1 u_{1q}.
\end{aligned} \tag{1.63}$$

Динамічна модель АД в системі координат (а–b), записана через струми статора та потокозчеплення статора. Виключимо з (1.32) при $\omega_k = 0$ вектори \mathbf{i}_2 та $\boldsymbol{\psi}_2$. Підставивши (1.52) в перше рівняння (1.50), отримаємо

$$\boldsymbol{\psi}_1 = \frac{L_m}{L_2} \boldsymbol{\psi}_2 + \left(L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \right) \mathbf{i}_1, \tag{1.64}$$

звідки

$$\boldsymbol{\psi}_2 = \frac{L_2}{L_m} \boldsymbol{\psi}_1 - \frac{L_2}{L_m} \sigma \mathbf{i}_1, \tag{1.65}$$

$$\text{де } \sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right).$$

З урахуванням (1.52), (1.64) та (1.65) друге рівняння (1.32) запишеться у вигляді

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_2 = \mathbf{R}_2 \left[\mathbf{L}_2^{-1} \left(\frac{\mathbf{L}_2}{\mathbf{L}_m} \boldsymbol{\Psi}_1 - \frac{\mathbf{L}_2}{\mathbf{L}_m} \boldsymbol{\sigma} \dot{\mathbf{i}}_1 \right) - \frac{\mathbf{L}_m}{\mathbf{L}_2} \boldsymbol{\sigma} \dot{\mathbf{i}}_1 \right] + \\ + \frac{\mathbf{L}_2}{\mathbf{L}_m} \dot{\boldsymbol{\Psi}}_1 - \frac{\mathbf{L}_2}{\mathbf{L}_m} \boldsymbol{\sigma} \dot{\mathbf{i}}_1 - \omega \mathbf{p}_n \mathbf{J} \left(\frac{\mathbf{L}_2}{\mathbf{L}_m} \boldsymbol{\Psi}_1 - \frac{\mathbf{L}_2}{\mathbf{L}_m} \boldsymbol{\sigma} \dot{\mathbf{i}}_1 \right) \end{aligned} \quad (1.66)$$

Після підстановки $\dot{\boldsymbol{\Psi}}_1$ з першого рівняння (1.32) отримаємо

$$\dot{\mathbf{i}}_1 = - \left(\frac{\mathbf{R}_1}{\boldsymbol{\sigma}} + \alpha \mathbf{L}_m \boldsymbol{\beta} + \alpha \right) \mathbf{i}_1 + \omega \mathbf{p}_n \mathbf{J} \mathbf{i}_1 + \frac{\alpha}{\boldsymbol{\sigma}} \boldsymbol{\Psi}_1 - \omega \mathbf{p}_n \mathbf{J} \frac{1}{\boldsymbol{\sigma}} \boldsymbol{\Psi}_1 + \frac{1}{\boldsymbol{\sigma}} \mathbf{u}_1 - \boldsymbol{\beta} \mathbf{u}_2, \quad (1.67)$$

де $\boldsymbol{\beta} = \mathbf{L}_m / \mathbf{L}_2 \boldsymbol{\sigma}$; $\alpha = \mathbf{R}_2 / \mathbf{L}_2$.

Вираз для моменту з (1.51) та (1.52) буде

$$\begin{aligned} \mathbf{M} = \frac{3}{2} \mathbf{L}_m \mathbf{p}_n (\mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \mathbf{i}_2) = \frac{3}{2} \mathbf{L}_m \mathbf{p}_n \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \left(\frac{\boldsymbol{\Psi}_1}{\mathbf{L}_m} - \frac{\mathbf{L}_1}{\mathbf{L}_m} \mathbf{i}_1 \right) = \frac{3}{2} \mathbf{p}_n \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \boldsymbol{\Psi}_1 = \\ = \frac{3}{2} \mathbf{p}_n (\boldsymbol{\Psi}_{1a} \dot{\mathbf{i}}_{1b} - \boldsymbol{\Psi}_{1b} \dot{\mathbf{i}}_{1a}) \end{aligned} \quad (1.68)$$

Повні рівняння динаміки АД в скалярному вигляді запишуться з першого рівняння (1.32), (1.67) та (1.68) у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (\mathbf{M} - \mathbf{M}_c), \quad \mathbf{M} = \frac{3}{2} \mathbf{p}_n (\boldsymbol{\Psi}_{1a} \dot{\mathbf{i}}_{1b} - \boldsymbol{\Psi}_{1b} \dot{\mathbf{i}}_{1a}) \\ \dot{\boldsymbol{\Psi}}_{1a} &= -\mathbf{R}_1 \dot{\mathbf{i}}_{1a} + \mathbf{u}_{1a} \\ \dot{\boldsymbol{\Psi}}_{1b} &= -\mathbf{R}_1 \dot{\mathbf{i}}_{1b} + \mathbf{u}_{1b} \\ \dot{\mathbf{i}}_{1a} &= -\gamma_2 \dot{\mathbf{i}}_{1a} - \omega \mathbf{p}_n \dot{\mathbf{i}}_{1b} + \alpha \boldsymbol{\sigma}^{-1} \boldsymbol{\Psi}_{1a} + \omega \mathbf{p}_n \boldsymbol{\sigma}^{-1} \boldsymbol{\Psi}_{1b} + \frac{1}{\boldsymbol{\sigma}} \mathbf{u}_{1a} - \boldsymbol{\beta} \mathbf{u}_{2a} \\ \dot{\mathbf{i}}_{1b} &= -\gamma_2 \dot{\mathbf{i}}_{1b} + \omega \mathbf{p}_n \dot{\mathbf{i}}_{1a} + \alpha \boldsymbol{\sigma}^{-1} \boldsymbol{\Psi}_{1b} - \omega \mathbf{p}_n \boldsymbol{\sigma}^{-1} \boldsymbol{\Psi}_{1a} + \frac{1}{\boldsymbol{\sigma}} \mathbf{u}_{1b} - \boldsymbol{\beta} \mathbf{u}_{2b}, \\ \text{де } \gamma_2 &= \left(\frac{\mathbf{R}_1}{\boldsymbol{\sigma}} + \alpha \mathbf{L}_m \boldsymbol{\beta} + \alpha \right). \end{aligned} \quad (1.69)$$

Тема 1.8. Синхронний двигун зі збудженням від постійних магнітів

Синхронний двигун з постійними магнітами відрізняється від двигуна з обмоткою збудження тим, що магнітне поле ротора створюється тут за рахунок постійних магнітів. Двигун не має ковзаючих контактів, не потребує джерела живлення постійного струму і в той же час за своїми пусковими і робочими властивостями досить близький до двигуна з обмоткою збудження постійного струму.

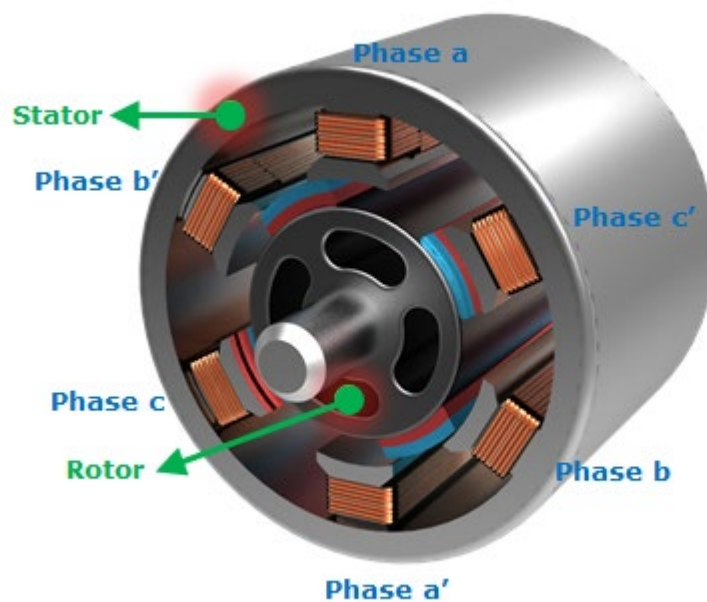


Рис. 1.14. Синхронний двигун зі збудженням від постійних магнітів

Ротори двигунів з постійними магнітами вміщують в себе елементи синхронних двигунів (постійні магніти) і елементи асинхронних двигунів (короткозамкнену обмотку, виконану у вигляді білчиної клітки).

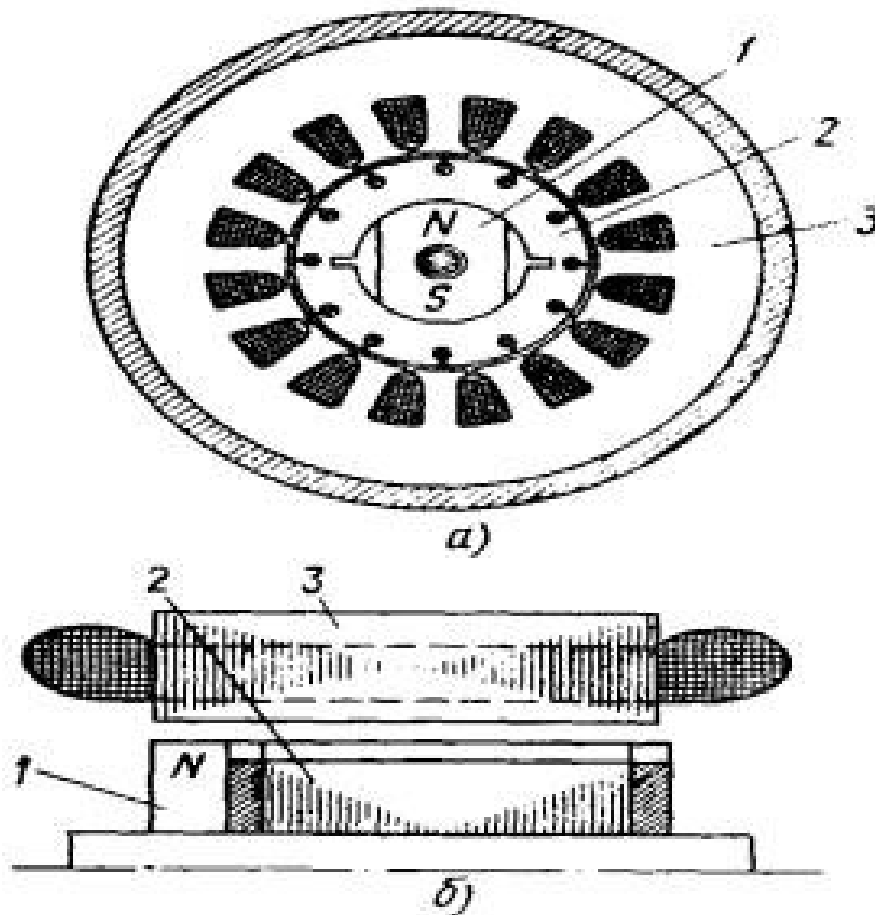


Рис. 1.15. Конструкції ротора: а) радіальна 4 б) аксіальна.

В наш час отримали розповсюдження дві конструкції роторів з постійними магнітами: в першій з них (рис. 6.9, а) постійний магніт 1 і шихтоване осердя 2 з короткозамкненою обмоткою розташовуються в розточці статора 3 радіально; в другій (рис. 6.9, б) – аксіально. Ротори останньої конструкції, як правило, використовують для багатополюсних машин з малим внутрішнім діаметром статора в тих випадках, коли виконання кращої в електромагнітному відношенні першої конструкції досить важке.

При пуску двигун працює як асинхронний – його момент створюється за рахунок взаємодії обертового поля з наведеними ним струмами в

короткозамкненій обмотці ротора. При частоті обертання, близькій до синхронної, ротор за рахунок взаємодії поля постійних магнітів з обертальним магнітним полем статора втягується в синхронізм і в подальшому працює з синхронною частотою обертання.

Особливість процесу пуску в хід двигунів полягає в тому, що вони пускаються в збудженому стані, в той час як при пуску в хід двигунів з електромагнітним збудженням обмотку збудження відключають від джерела постійного струму.

В процесі розгону ротора (під дією асинхронного моменту) магнітне поле постійних магнітів наводить в обмотках статора ЕРС, яка не врівноважується напругою джерела живлення, так як її частота $f_2 = p n_2 / 60$ при $n_2 < n_1$ не рівна частоті джерела $f_1 = p n_1 / 60$. Під дією цієї ЕРС в колі обмотки статора виникають струми, які взаємодіють з полем ротора і створюють гальмівний (генераторний) момент M_g , напрямлений назустріч корисному асинхронному моменту M_a . Це дещо погіршує пускові властивості двигунів з постійними магнітами (рис. 6.10) і потребує особливої уваги при проектуванні – правильного вибору параметрів двигуна і передусім степені збудженості постійних магнітів.

Справа в тому, що підвищення збудженості постійних магнітів, з одного боку, сприяє підвищенню моменту (а тому, і механічної потужності) в синхронному режимі, а з другого – сприяє підвищенню гальмівного моменту при пуску, тобто погіршанню пускових властивостей. При неправильному виборі степені збудженості двигун або не буде пускатися (внаслідок великого гальмівного моменту), або не буде розвивати необхідної механічної потужності в синхронному режимі.

Синхронні двигуни з постійними магнітами отримали досить широкого розповсюдження внаслідок хороших пускових і робочих властивостей. Ці двигуни надійні в роботі, мають постійну миттєву частоту обертання (за один оберт), високі ККД і $\cos\phi$. Математична модель неявнополюсного синхронного двигуна зі збудженням від постійних магнітів, записана в стаціонарній системі координат статора (a-b), має вигляд, заданий рівняннями (1.30).

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left[k_M (-i_{1a} \sin \theta + i_{1b} \cos \theta) - M_c \right] \\ \dot{i}_{1a} &= L_1^{-1} (u_{1a} - R_1 i_{1a} + L_m i_f \omega \sin \theta) \\ \dot{i}_{1b} &= L_1^{-1} (u_{1b} - R_1 i_{1b} - L_m i_f \omega \cos \theta)\end{aligned}\quad (1.30)$$

де $k_M = L_m i_f = \text{const}$ - коефіцієнт моменту, M_c - момент навантаження.

Після перетворення змінних до системи координат ротора (d-q), орієнтованою за вектором i_f

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix} &= e^{-j p_n \theta} \begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} &= e^{-j p_n \theta} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{pmatrix}\end{aligned}\quad (1.70)$$

рівняння (1.30) набувають вигляду

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p_n L_m i_f i_{1q} - M_c \right) \\ \dot{i}_{1d} &= -\frac{R_1}{L_1} i_{1d} + p_n \omega i_{1q} + \frac{1}{L_1} u_{1d} \\ \dot{i}_{1q} &= -\frac{R_1}{L_1} i_{1q} - p_n \omega i_{1d} - \frac{L_m}{L_1} i_f p_n \omega + \frac{1}{L_1} u_{1q}\end{aligned}\quad (1.71)$$

Просторове розташування систем координат статора і ротора згідно перетворень (1.70) зображено на Рис. 1.16.

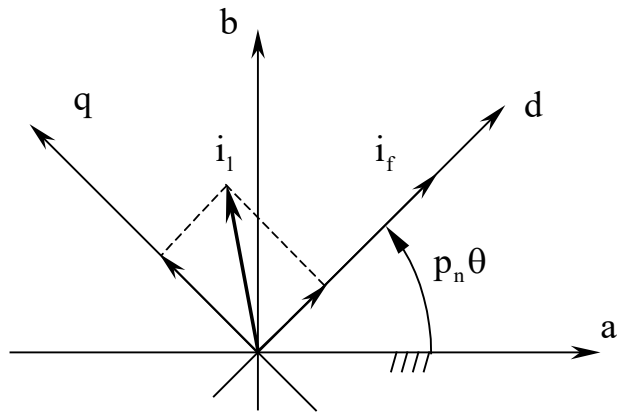


Рис. 1.16. Перетворення систем координат синхронного двигуна.

Модуль вектора потокозчеплення ротора з третього рівняння (1.26) має вигляд

$$\Psi_f = L_m i_{ld} + L_f i_f \quad (1.72)$$

Структурна схема СД представлена на рис. 1.15.

Модель СД в координатах ротора має наступні властивості:

- рівняння СД, що записані в системі координат ротора, не залежать від кутового положення, але є нелінійними;
- момент СД є лінійною функцією квадратурної компоненти струму статора i_{lq} і не залежить від i_{ld} за умов відсутності явнополюсності;
- модуль вектора потокозчеплення ротора Ψ_f залежить лінійно від прямої компоненти струму статора i_{ld} .

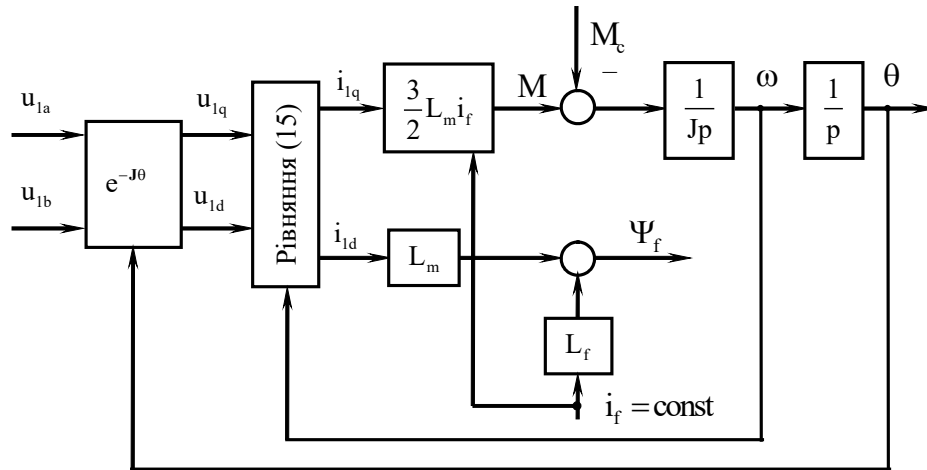


Рис.1.17. Структурна схема СД із збудженням від постійних магнітів

Тема 1.9. Явнополюсні електричні машини. Явнополюсні синхронні машини

До цього класу електричних машин відносяться синхронні двигуни і генератори, що мають явновиражені полюси на роторі. Збудження може бути електромагнітне або від постійних магнітів. У разі електромагнітного збудження на роторі можуть бути додатково розміщені одна або більше демпферних короткозамкнених обмоток.

Явнополюсні машини без демпферних обмоток.

Схема синхронного двигуна з явновираженими полюсами показана на Рис. 1.16. На статорі розташована звичайна симетрична розподілена обмотка, а на роторі – обмотка збудження f_d , по магнітній вісі якої зорієнтована система координат ротора (d_r, q_r).

Рівняння для потокозчеплень цієї машини мають вигляд

$$\begin{pmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_{2dr} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\theta} \begin{bmatrix} L_{1d} & 0 \\ 0 & L_{1q} \end{bmatrix} e^{-j\theta} & \begin{matrix} L_{md} \cos \theta \\ L_{md} \sin \theta \end{matrix} \\ L_{md} \cos \theta & L_{md} \sin \theta & L_{2d} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_1 \\ i_{2dr} \end{pmatrix} \quad (1.73)$$

де $L_{1d} = L_{1\sigma} + L_{md}$, $L_{1q} = L_{1\sigma} + L_{mq}$, $L_{2d} = L_{f\sigma} + L_{md}$

де L_{md} , L_{mq} - індуктивності намагнічування по осям (d) і (q).

Момент синхронного двигуна, що має матрицю індуктивностей, задану в (1.73), розраховується таким чином

$$M = \frac{1}{2} \left[\frac{3}{2} \mathbf{i}^T \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i} \right] = \frac{3}{2} p_n \left[L_{md} i_{2dr} (i_{1b} \cos \theta - i_{1a} \sin \theta) + \right. \\ \left. + (L_{1d} - L_{1q}) (i_{1a} \cos \theta + i_{1b} \sin \theta) (i_{1b} \cos \theta - i_{1a} \sin \theta) \right] \quad (1.74)$$

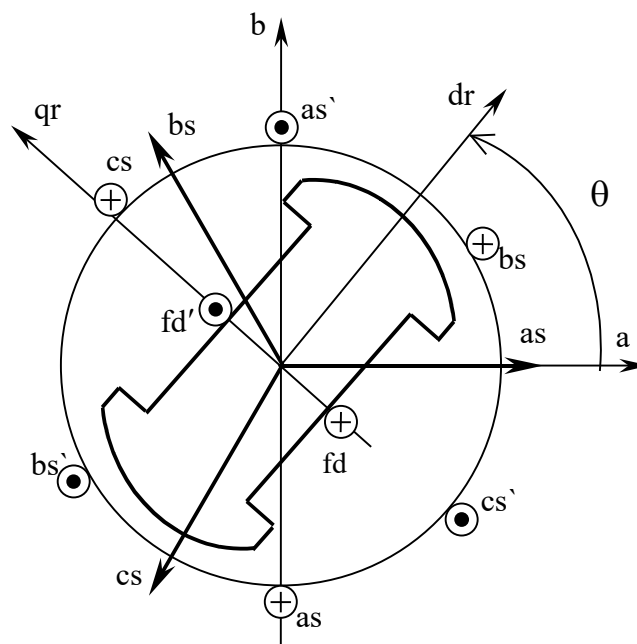


Рис. 1.18. Схема синхронного двигуна з явновираженими полюсами

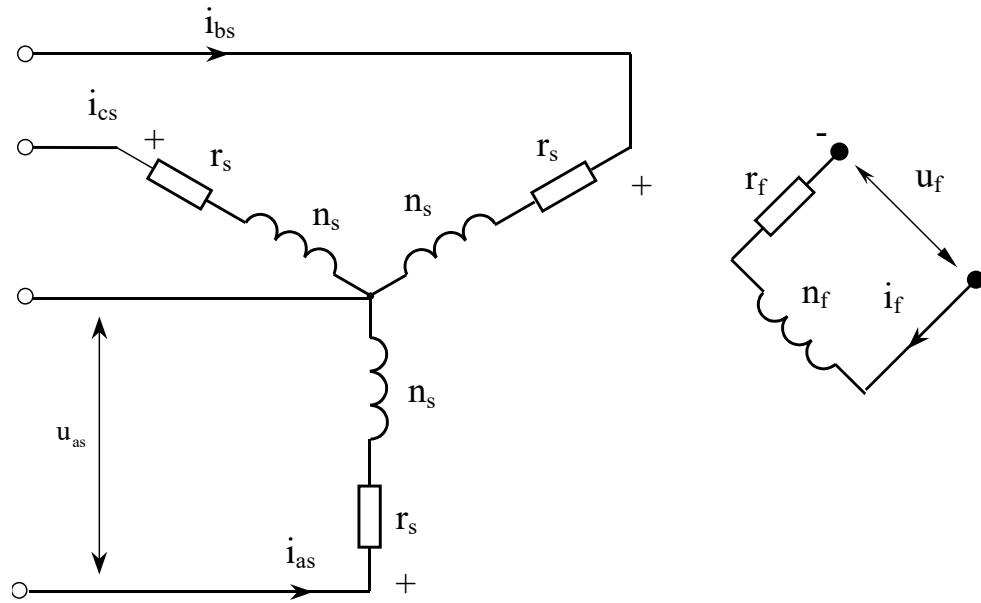


Рис. 1.19. Схема включення обмоток СД.

Порівнюючи (1.74) з виразом для моменту (1.25), що має синхронна машина з неявнополюсним ротором, визначаємо, що явнополюсність призводить до появи додаткової компоненти моменту, яка зумовлена змінним магнітним опором повітряного зазору.

Синхронна явнополюсна машина з демпферними обмотками

Значна кількість синхронних електричних машин, окрім обмотки збудження, на явнополюсному роторі, має також декілька демпферних обмоток. У загальному випадку усі роторні обмотки можуть мати різні електричні характеристики. Із-за явнополюсності, магнітні характеристики явнополюсного ротора не є магнітно симетричними.

На Рис. 1.18 зображена схема двополусної синхронної машини з двома демпферними обмотками по осям (dr) і (qr) ротора. Обмотка статора – трифазна, симетрична, синусоїдально розподілена, має n_s витків і еквівалентний активний опір r_s . Обмотка збудження f має n_f витків, активний опір r_f , її магнітна вісь співпадає з віссю (dr). Одна із демпферних обмоток має магнітну вісь, що співпадає з віссю (dr). Інша направлена по осі

(qr). Демпферні обмотки мають відповідно n_{dk} і n_{qk} витків, а також активні опори r_{dk} , r_{qk} . Вважається, що усі роторні обмотки синусоїдально розподілені. Схема синхронної машини, наведена на Рис. 1.19, відповідає більшості існуючих конструкцій, як з ламінованим так і з масивним ротором. Якщо в електричній машині відсутні якісь із демпферних обмоток, то відповідні змінні виключаються із відповідних рівнянь.

Рівняння для потокозчеплень, що відповідають машині зображеній на Рис. 1.19, мають вигляд:

$$\begin{pmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_{2k} \\ \Psi_{2dr} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\theta} \begin{bmatrix} L_{ld} & 0 \\ 0 & L_{lq} \end{bmatrix} e^{-j\theta} & L_{md} \cos \theta & -L_{mq} \sin \theta & L_{md} \cos \theta \\ L_{md} \cos \theta & L_{md} \sin \theta & L_{2\sigma dk} + L_{md} & 0 & L_{md} \\ -L_{mq} \sin \theta & L_{mq} \cos \theta & 0 & L_{2\sigma qk} + L_{mq} & 0 \\ L_{md} \cos \theta & L_{md} \sin \theta & L_{md} & 0 & L_{f\sigma} + L_{md} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_{2k} \\ i_{2dr} \end{pmatrix} \quad (1.75)$$

де $\Psi_{2k} = (\Psi_{2dk}, \Psi_{2qk})^T$; $i_{2k} = (i_{2dk}, i_{2qk})^T$, $L_f = L_{f\sigma} + L_{md}$, індуктивності з індексами σ визначають індуктивності розсіювання відповідних обмоток.

Розглядаючи випадок симетричного живлення, двофазна модель синхронної явнополісної машини з демпферними обмотками має схему заміщення зображену на Рис. 1.20.

Момент, що розвиває синхронний двигун з матрицею індуктивностей визначеною в (1.75), має вираз

$$\begin{aligned} M = \frac{3}{2} p_n \big[& L_{md} i_{2dr} (i_{ib} \cos \theta - i_{la} \sin \theta) + \\ & + (L_{ld} - L_{lq}) (i_{la} \cos \theta + i_{lb} \sin \theta) (i_{ib} \cos \theta - i_{la} \sin \theta) + \\ & + L_{md} i_{2dk} (i_{ib} \cos \theta - i_{la} \sin \theta) - L_{mq} i_{2qk} (i_{la} \cos \theta + i_{lb} \sin \theta) \big] \end{aligned} \quad (1.76)$$

Порівнюючи (отриманий) вираз для моменту, з розрахунком для синхронного двигуна без демпферних обмоток (1.74) можна встановити, що

додаткові складові моменту в (1.76) представляють собою асинхронний момент, що зумовлений взаємодією струмів статора і струмів короткозамкнених обмоток ротора.

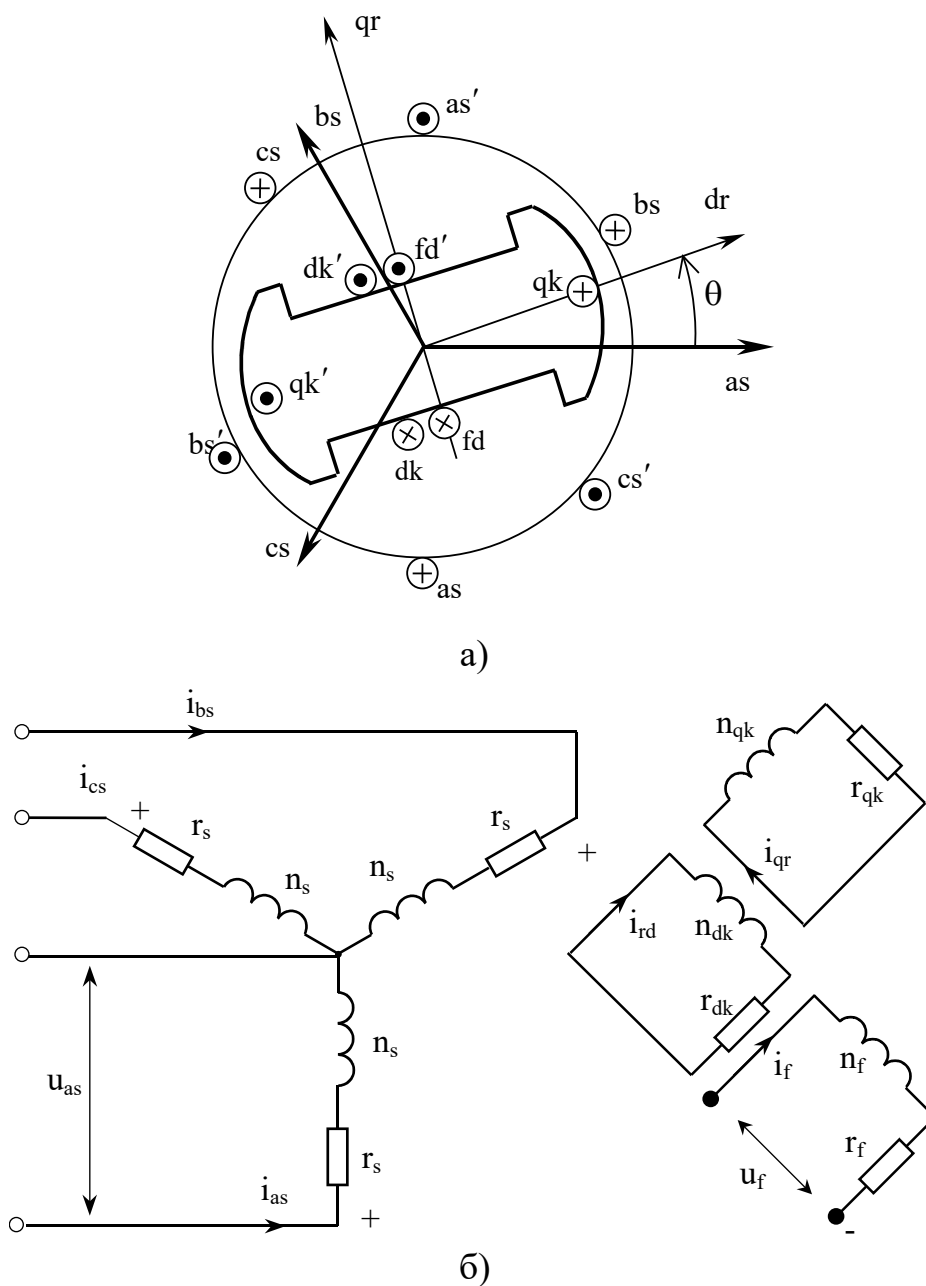


Рис. 1.20. Схема синхронного двигуна з демпферними обмотками – а);
схема включення обмоток – б).

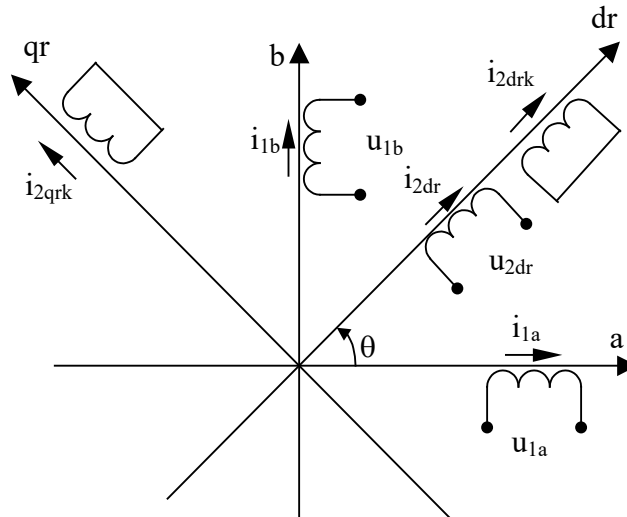


Рис. 1.21. Еквівалентна схема синхронної машини з демпферними обмотками.

Тема 1.10. Крокові двигуни. Класифікація.

Кроковий двигун – електричний двигун, який перетворює цифровий електричний вхідний сигнал в механічний рух. Порівняно з іншими приборами, які можуть виконувати ті ж або подібні функції, система керування, що використовується в КД має ряд суттєвих переваг: по-перше в неї відсутній зворотній зв'язок, який зазвичай необхідний для керування положенням або частотою обертання; по-друге, не накопичується помилка положення; по-третє КД є сумісним з цифровими пристроями.

Завдяки цьому різні класи і типи КД використовуються в периферійних пристроях ЕОМ та подібних системах.

На сьогоднішній день використовуються різні типи електричних машин, і крокові двигуни можна розділити на декілька типів у відповідності до їх структури і принципу роботи.

Реактивні крокові двигуни. Принцип дії такого двигуна розглянуто в попередній лекції.

Вкажемо основні структурні особливості реактивних крокових двигунів:

1. Повітряний зазор повинен бути мінімальним для створення великого значення моменту при невеликому об'ємі ротора і досягнення високої точності позиціонування.

2. В крокових двигунах можливо реалізувати мале значення кута кроку. Співвідношення між кутом кроку Θ_s , числом фаз m і кількістю зубців ротора N_r , а також кількістю кроків S визначається формулою

$$S = \frac{360}{\Theta_s} = mN_r$$

Для того щоб зменшити кут кроку Θ_s , кількість зубців ротора N_r повинно бути збільшено. З попереднього пояснення зрозуміло, що і кількість зубців статора також повинна бути збільшена. На рис. 2.19 наведено приклад трифазного КД, число кроків на оберт для якого становить 132 (44 зубці на роторі).

3. Існують також багато пакетні виконання крокових двигунів. Їх особливістю є те, що на відміну від однопакетних КД, в яких всі обмотки виконані у вигляді одного шару, кожній обмотці відповідає свій пакет.

Крокові двигуни з постійним магнітами.

Приклад чотирьохфазного КД з постійними магнітами приведено на рис. 2.27. Циліндричний магніт використовується в якості ротора, а статор має чотири зубці, навколо яких знаходяться обмотки. Схема керування таким двигуном представлена на рис.2.28. Вихід кожної із фаз з'єднано з додатнім потенціалом джерела живлення. Якщо фази підключаються в послідовності 1 – 2 – 3 – ..., то ротор буде обертатись за годинниковою стрілкою, як це показано на рис.2.29. Очевидно, що кут кроку становить 90° . Якщо кількість зубців статора і магнітних полюсів ротора подвоїти, то отримаємо чотирьохфазний КД з кутом кроку 45° .

Особливістю КД з постійними магнітами є те, що ротор в кінці руху приходить у фіксоване положення навіть при відключенні живлення від обмотки. Тут спрацьовує режим фіксації. Як правило положення фіксації співпадає з кінцевими положеннями при підключених фазах. При використанні постійних магнітів виникають дві проблеми: по-перше постійні магніти дорогі; по-друге максимальна густина магнітного потоку обмежена значенням намагніченості постійного магніту. Хоча феритові постійні магніти є недорогими, через відносно низьке значення їх намагніченості неможливо отримати велике значення моменту.

Гібридні крокові двигуни. Іншим типом КД, які використовують постійні магніти в роторі є гібридні двигуни. Двигуни такого типу використовують принцип роботи як реактивних двигунів так і двигунів з постійними магнітами. Структура статора така ж як і у реактивного двигуна, або дуже близька до неї, але обмотки і їх з'єднання відрізняється від реактивного двигуна, в якому на одному полюсі намотана лише одна з двох котушок однієї фази. В чотирьох фазному гібридному КД котушки двох різних фаз намотані на одному полюсі, як це показано на рис. 2.32. Таким чином один полюс належить не лише одній фазі. При подачі струму котушки створюють магнітні потоки різної полярності.

Іншою важливою особливістю є структура ротора. Циліндричний постійний магніт знаходиться в тілі ротора. На кожний з полюсів постійного магніту одягнено осердя ротора з магнітом'якого матеріалу. Зубці пакетів зсунуті один відносно одного на половину відстані між зубцями.

Схема підключення покрокового двигуна

4 виводи Біполярне підключення	6 виводів Уніполярне підключення	6 виводів Біполярне (послідовне) підключення
8 виводів Уніполярне підключення	8 виводів Біполярне (послідовне) підключення	8 виводів Біполярне (паралельне) підключення

Особливості конструкції та принцип дії крокових двигунів.

На рис. 1.22 представлено поперечний переріз типового КД. Це так званий однопакетний КД. Осердя статора і ротора виконані із магнітом'якої сталі. Три набори обмоток розташовані таким чином, як це показано на рис. Кожна з обмоток складається з двох котушок з'єднаних послідовно. Набір обмоток називається фазою, а відповідно машина – трифазним двигуном.

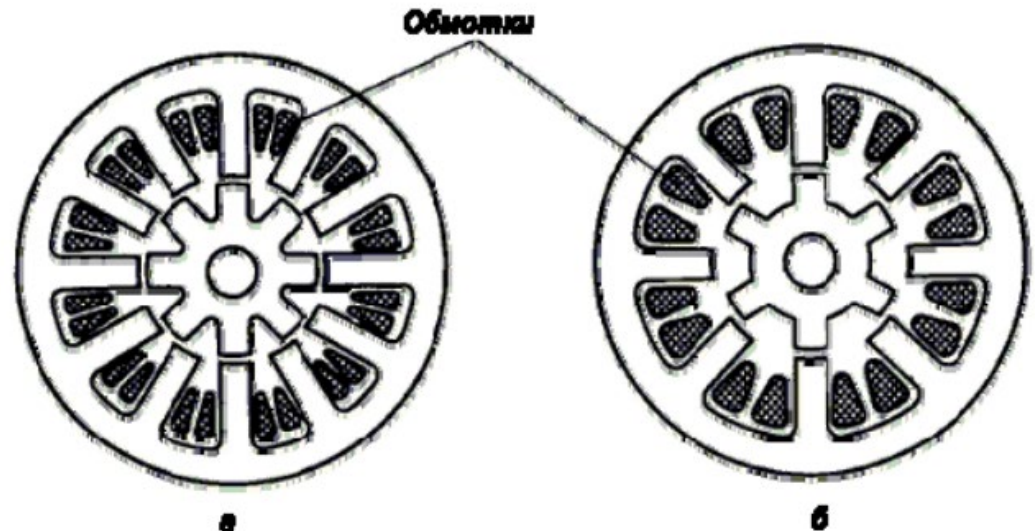


Рис. 1.22 Поперечний переріз типового КД

Струм на обмотки подається від джерела постійного струму через перемикачі I, II, і III. В положенні (1) обмотка фази I підключена до джерела через перемикач I в результаті чого через обмотку протікає струм, який створює магнітний потік, напрямом якого показаний стрілками. В положенні (1) два зубці статора фази I розташовані на одній прямій з двома з чотирьох зубців ротора. Це положення є положенням рівноваги. Коли замикаючи перемикач II подається струм на фазу II, в зубцях статора, що відповідають цій фазі, виникає магнітний потік, як показано на рис. для положення (2). Внаслідок «натягіння» в похилих силових лініях магнітного поля виникає крутний момент і ротор приймає положення (3).

Таким чином, за час однієї операції переключення ротор повертається на фіксований кут, який називається кутом кроку або кроком, для даного випадку крок становить 15 градусів. Якщо тепер розімкнути перемикач I і від'єднати фазу I від джерела, ротор повернеться на наступні 15° і займе положення (4).

Таким чином, кутовим положенням ротора в одиницях кута кроку можна керувати за допомогою процесу переключення. Якщо переключення виконувати послідовно, то ротор буде обертатись кроковими рухами,

причому середньою частотою обертання можна керувати за рахунок процесу комутації.

Для керування КД в якості електронних комутаторів використовують транзистори, а сигнали на переключення генеруються цифровими інтегральними схемами або мікропроцесором. Функціональна схема системи керування КД представлена на рис. 1.23.



Рис .1.23 Функціональна схема системи керування КД

Тема 1.11 Вентильні двигуни. Основні поняття.. Класифікація.

Вентильний двигун (Selfcontrolled Synchronous Motor, Brushless DC-Motor) – двигун, в якому комутація секцій (фаз) здійснюється за допомогою напівпровідникового комутатора, який керується сигналами, що дозволяють виявити положення ротора по відношенню до статора. Частіше всього ці сигнали виробляються спеціальним датчиком положення ротора (ДПР). Давач положення ротора здійснює позиційний зворотній зв'язок в залежності від положення магнітної осі ротора по відношенню до еквівалентної магнітної осі статора. Цей позиційний зворотній зв'язок є аналогом колектора в машині постійного струму.

Завдяки відсутності механічного колектора вентильні двигуни, зберігаючи позитивні якості двигунів постійного струму по механічним характеристикам, мають високу надійність, велике співвідношення момент на одиницю маси, можливість створення високообертових двигунів. Вентильні двигуни з постійними магнітами створюються на потужності від долей Вт до сотень кВт.

Міжкомутаційний період – кутовий інтервал між двома переключеннями фаз двигуна.

Комутатор вентильного двигуна – пристрій перемикання, який складається напівпровідникових ключів, призначений для узгодження комутації фаз вентильного двигуна по сигналам ДПР або іншим сигналам, що виявляють це положення. По типу напівпровідникових елементів комутатори можуть бути побудовані на повністю керованих елементах (транзистори) і на не повністю керованих елементах.

Під повністю керованим елементом комутації розуміють безконтактний комутатор, подача сигналу керування на керуючий електрод

якого означає його майже миттєве включення, а зняття сигналу або зміна його полярності означає майже миттєве виключення.

Класифікацію схем обмоток і комутаторів наведено в таблиці. В основу класифікації покладені наступні принципи:

- спосіб з'єднання секцій (фаз);
- число секцій (фаз);
- спосіб живлення, що характеризує можливість зміни напрямку струму в секції (фазі).

По способу з'єднань обмотки бувають замкнені і розімкнені, як статорні обмотки машин змінного струму.

По кількості фаз обмотки вентильних двигунів розділяються на односекційні, двосекційні, трьохсекційні і т.д.

По способу живлення обмотки і комутатори розділяються на системи з реверсивним живленням і системи з нереверсивним живленням. Для систем із реверсивним живленням струм в кожній секції при обертанні ротора в одному напрямку періодично змінює свій знак.

Найбільшого розповсюдження знайшли трисекційні схеми з реверсивним живленням для потужностей більше 10Вт і трифазні схеми з нереверсивним живленням для потужностей менше 10Вт.

Тема 1.12. Вентильні двигуни. Особливості конструкції. Принцип дії..

На рис. 1.24а, зображено конструктивну схему колекторного двигуна оберненої конструкції. Статор двигуна має обмотку 1, яка в даному прикладі складається з дванадцяти секцій, які з'єднано з дванадцятьма ламелями нерухомого колектора 2. По ламелям 2 ковзають щітки 3, жорстко з'єднані з ротором 5 за допомогою траверси 4. Живлення до щіток передається або через ковзні контакти або від джерела розташованого на роторі, що не є принциповим.

Тепер необхідно позбавитись від головного недоліку двигуна: механічного колектора 2 і щіток 3. Для цього перейдемо до безконтактного аналогу конструкції, зображеному на рис.1.24 б).

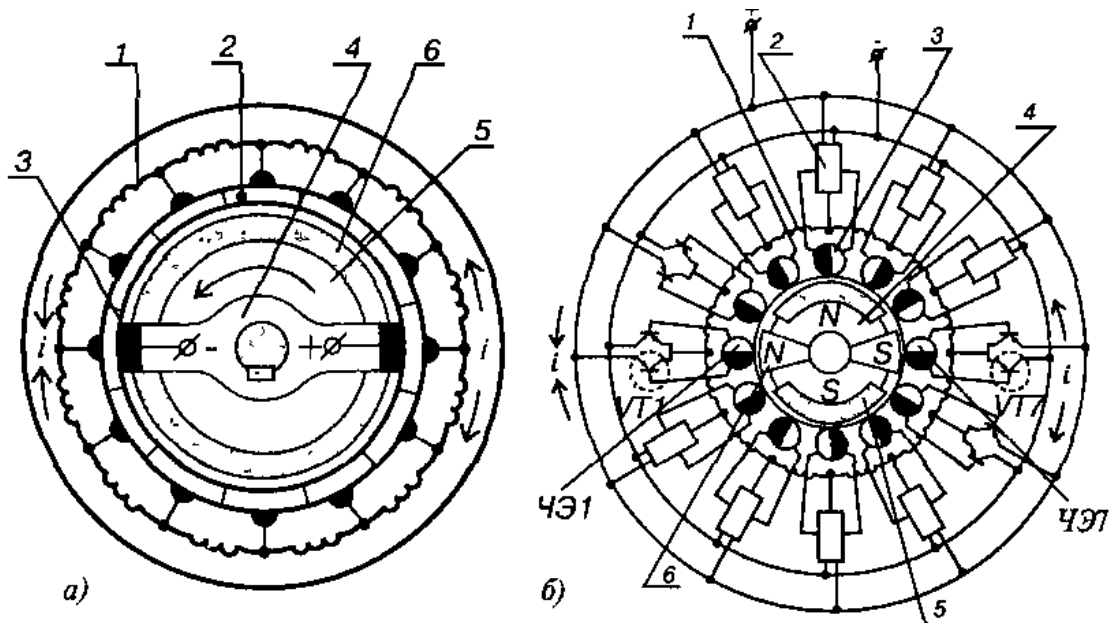


Рисунок 1.24 – Конструкція оберненого двигуна постійного струму – а),
вентильного двигуна – б).

Обмотка 1, також як і на рис.1.24а складається з 12 секцій, що утворюють замкнену структуру. Точки з'єднань секцій підключені до безконтактних перемикачів 2, які заміняють ламелі механічного колектора. Кожен із перемикачів 2 складається з двох транзисторів. Емітер одного з транзисторів підключений до додатної шини джерела живлення, а колектор іншого до від'ємної шини. Загальна точка перемикача з'єднана з точкою з'єднання відповідної секції. Кожен із перемикачів керується своїм чутливим елементом 3, який закріплено нерухомо на роторі 6. При цьому, наприклад, якщо до чутливого елементу ЧЕ1 наближено сектор з намагніченістю N, то сигнал з чутливого елементу відкриває транзистор VT1, емітер якого з'єднано із позитивною шиною джерела живлення. В тому ж положенні до чутливого елементу ЧЕ7 наближено сектор з намагніченістю S і сигнал з

чутливого елементу відкриває транзистор VT7', колектор якого приєднано до від'ємної шини. Ми бачимо, що система, яка складається з нерухомих чутливих елементів, рівномірно розподілених по колу, перемикачів 2 і двох симетричних сигнальних секторів виконує функцію механічного колектора і щіток колекторного двигуна постійного струму. Кутове розташування чутливих елементів в даному випадку відповідає взаємному зсуву $\frac{2\pi}{S}$ ел. радіан, де S – число секцій тобто куту 30 електричних градусів.

Принцип роботи елементарного вентильного двигуна представлено на рис. 1.25.

Елементарний двигун має мостовий комутатор на чотирьох транзисторах V1V2', обмотку у вигляді елементарного витка, датчик положення з двома чутливими елементами ЧЕ1 та ЧЕ2 і сектором якоря датчика С, який має кутовий розмір 180 град і закріплений на валу. Чутливий елемент ЧЕ1 керує транзисторами V1V1', а ЧЕ2 відповідно V2V2'.

Конструкція ДПР передбачає, що якщо чутливий елемент ЧЕ знаходиться в зоні дії сектора С, то ЧЕ виробляє сигнал, який відкриває відповідну пару транзисторів і навпаки, якщо ЧЕ знаходиться поза цією зоною, то пара транзисторів закривається.

В положенні 1 збудженим є чутливий елемент ЧЕ1, і транзистори V1, V1' відкриті. Струм по витку обмотки протікає в напрямку стрілки, на ротор діє електромагнітний момент, який приводить його в обертальний рух в напрямку w. В положенні 2 сектор ДПР виходить із взаємодії з ЧЕ1. Транзистори V1, V1' закриваються. Однак по інерції ротор продовжує обертатись і при взаємодії сектора С з ЧЕ2 ключі V2, V2' відкриваються. Струм в обмотці міняє знак, що необхідно для підтримання сталості знаку моменту, а відповідно і напрямку обертання двигуна. Двигун переходить в

положення 3. В положенні 4 ключі V_2 , V_2' закриваються. Двигун переходить в положення і процес повторюється знову.

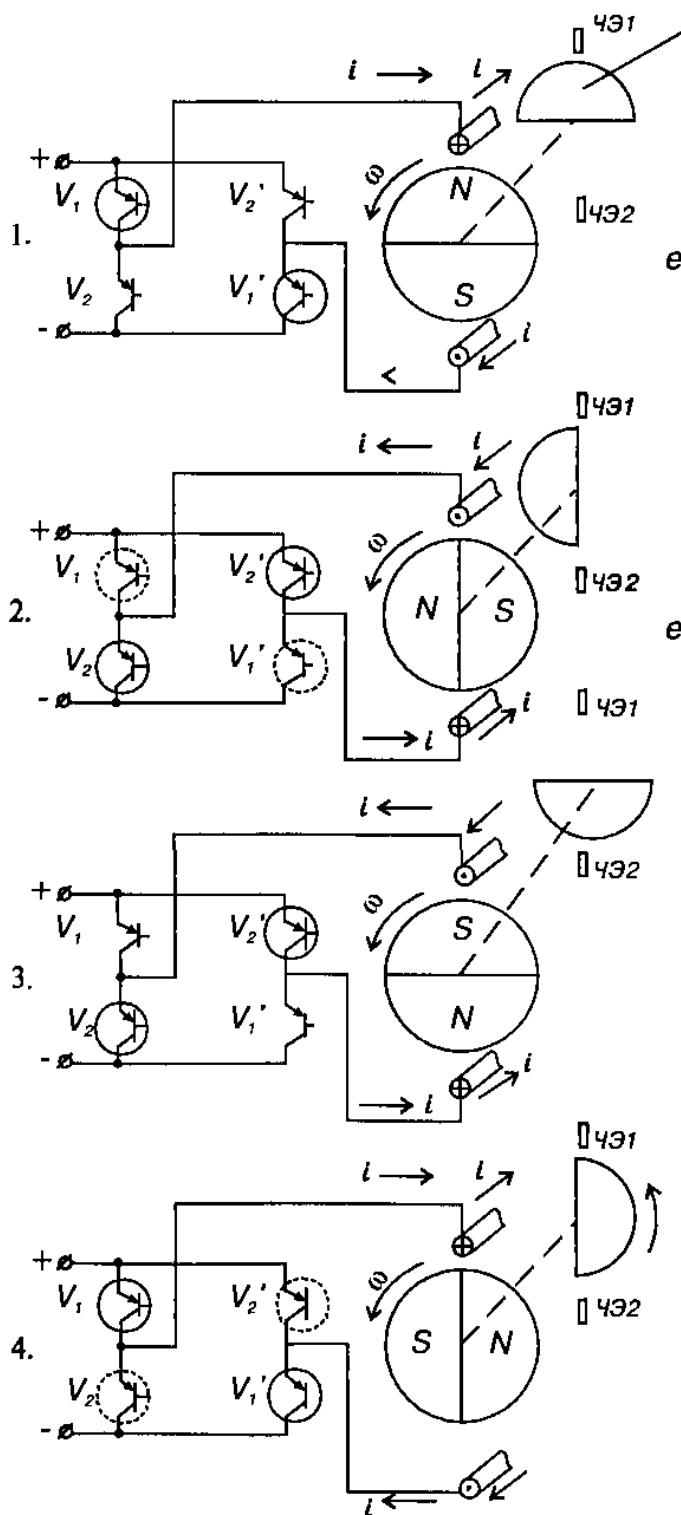


Рисунок 1.25 – Схема елементарного вентильного двигуна. Послідовність роботи.

РОЗДІЛ 2. ЧАСТОТНЕ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ ТА ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯМ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ

Тема 2.1. Частотне керування асинхронним двигуном. Частотне керування кутовою швидкістю АД з натуральною орієнтацією по вектору потокозчеплення ротора.

Частотне керування АД, автором якого є Костенко М. П. [1], є найпростішим способом керування асинхронним двигуном з короткозамкненим ротором, який розглядався як основний до появи векторних методів. Частотне керування, хоч і не дозволяє регулювати координати електропривода з заданими динамічними та статичними характеристиками, а процеси регулювання кутової швидкості і моменту містять некеровані складові, має декілька принципових переваг: простота реалізації та запуску в роботу, відсутність у необхідності вимірювання кутової швидкості та струмів статора, можливість використання тих параметрів АД, що легко визначаються або користуватися для налаштування лише номінальними даними. В класичному формулюванні частотне керування ґрунтується на залежностях, які отримуються з розгляду усталених режимів роботи АД. В даному методичному посібнику приведено конструювання частотного керування, яке базується на представленні АД в динамічній формі з використанням другого методу Ляпунова.

1. Постановка задачі керування

Розглянемо модель АД (1.63), представлену в координатах потокозчеплень статора і струмів ротора

$$\begin{aligned}
\dot{\psi}_{1d} &= -\alpha_1 \psi_{1d} + \omega_0 \psi_{1q} + \alpha_1 L_m i_{2d} + u_{1d} \\
\dot{\psi}_{1q} &= -\alpha_1 \psi_{1q} - \omega_0 \psi_{1d} + \alpha_1 L_m i_{2q} + u_{1q} \\
\dot{i}_{2d} &= -\gamma_1 i_{2d} + \omega_2 i_{2q} + \alpha_1 \beta_1 \psi_{1d} - \beta_1 p_n \omega \psi_{1q} - \beta_1 u_{1d} \\
\dot{i}_{2q} &= -\gamma_1 i_{2q} - \omega_2 i_{2d} + \alpha_1 \beta_1 \psi_{1q} + \beta_1 p_n \omega \psi_{1d} - \beta_1 u_{1q} \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left[\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} p_n (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q}) - M_c \right] \\
\dot{\theta}_0 &= \omega_0
\end{aligned} \tag{2.1}$$

де $(\psi_{1d}, \psi_{1q})^T$, $(i_{2d}, i_{2q})^T$, $(u_{1d}, u_{1q})^T$ - компоненти векторів потокозчеплення статора, струму ротора і напруги статора, ω – кутова швидкість, ω_0 і θ_0 – кутова швидкість та кутове положення системи координат (d-q) відносно стаціонарної системи координат (a-b), $\omega_2 = \omega_0 - \omega p_n$ - частота ковзання.

Перетворені змінні в (2.1) визначаються у відповідності до (див. (1.31))

$$\mathbf{x}^{(d-q)} = \mathbf{e}^{-j\theta_0(t)} \cdot \mathbf{x}^{(a-b)}, \quad \mathbf{e}^{-j\theta_0} = \begin{bmatrix} \cos \theta_0(t) & \sin \theta_0(t) \\ -\sin \theta_0(t) & \cos \theta_0(t) \end{bmatrix}. \tag{2.2}$$

В загальній постановці задачі керування кутовою швидкістю та модулем потокозчеплення статора вихідні регульовані змінні задаються наступним чином

$$\begin{pmatrix} \omega \\ |\psi_1| \end{pmatrix} \triangleq \begin{pmatrix} \omega \\ (\psi_{1d}^2 + \psi_{1q}^2)^{\frac{1}{2}} \end{pmatrix}, \tag{2.3}$$

а також припускається, що вектор змінних стану в (2.1) не вимірюваний, тобто розглядається повністю розімкнене керування, при якому вихідні змінні в (2.3) мають регулюватися за допомогою двомірного вектора керуючих напруг статора $\mathbf{u}_1 = (u_{1d}, u_{1q})^T$.

Припустимо, що $\omega^* = \text{const}$, $\psi^* = \text{const}$ визначають задані значення кутової швидкості і модуля потокозчеплення статора, тоді задача регулювання вихідних змінних (2.3) полягає у досягненні умови

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} &= 0, \end{aligned} \quad (2.4)$$

де похибки регулювання дорівнюють

$$\begin{aligned} \tilde{\omega} &= \omega - \omega^* \\ \tilde{\psi} &= |\psi_1| - \psi^*. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Використовуючи концепцію орієнтації по вектору потокозчеплення статора, переформулюємо другу умову в (2.4) наступним чином:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_{1q} &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_{1d} &= 0, \end{aligned} \quad (2.6)$$

де похибки регулювання потокозчеплення по осям d і q визначені як

$$\begin{aligned} \tilde{\psi}_{1q} &= \psi_{1q} \\ \tilde{\psi}_{1d} &= \psi_{1d} - \psi^*. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Відмітимо, що перша умова в (2.7) визначає досягнення полеорієнтування за вектором потокозчеплення статора.

Досягнення еквівалентних умов (2.4) і (2.6) можливе лише для випадку не навантаженого двигуна, тобто при $M_C = 0$. В цьому випадку струми ротора в усталеному режимі дорівнюють нулю. Визначивши $i_{2d} = \tilde{i}_{2d}$, $i_{2q} = \tilde{i}_{2q}$, мета частотного керування може бути формалізована таким чином: знайти керуючі напруги u_{1d} і u_{1q} , які гарантують досягнення умови

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q}) = 0, \text{ при } M_C = 0 \quad (2.8)$$

2. Конструювання алгоритму частотного керування

В похибках відпрацювання рівняння (2.1) запишуться (при $\omega^* = \text{const}, \psi^* = \text{const}$) у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} &= \mu p_n \left[\tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2d} - (\psi^* + \tilde{\psi}_{1d}) \tilde{i}_{2q} \right] - \frac{M_c}{J} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1d} &= -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1d} + \omega_0 \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2d} - \alpha_1 \psi^* + u_{1d} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1q} &= -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1q} - \omega_0 \tilde{\psi}_{1d} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2q} - \omega_0 \psi^* + u_{1q} \\ \dot{\tilde{i}}_{2d} &= -\gamma_1 \tilde{i}_{2d} + (\omega_0 - \omega p_n) \tilde{i}_{2q} + \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1d} - \beta_1 p_n \omega \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 \beta_1 \psi^* - \\ &\quad - \beta_1 u_{1d} \\ \dot{\tilde{i}}_{2q} &= -\gamma_1 \tilde{i}_{2q} - (\omega_0 - \omega p_n) \tilde{i}_{2d} + \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1q} + \beta_1 p_n \omega \tilde{\psi}_{1d} + \beta_1 p_n \tilde{\omega} \psi^* + \\ &\quad + \beta_1 p_n \omega^* \psi^* - \beta_1 u_{1q} \\ \dot{\theta}_0 &= \omega_0\end{aligned}\tag{2.9}$$

$$\text{де } \mu = \frac{3 L_m}{2 L_1 J}.$$

З рівнянь для поточозчеплень в (2.9) знаходимо

$$\begin{aligned}u_{1d} &= \alpha_1 \psi^* \\ u_{1q} &= \omega_0 \psi^*\end{aligned}\tag{2.10}$$

Підставивши (2.10) в (2.9), а також прийнявши умову $\omega_0 = \omega^* p_n$, отримаємо рівняння динаміки похибок відпрацювання

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} &= \mu p_n \left[\tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2d} - (\psi^* + \tilde{\psi}_{1d}) \tilde{i}_{2q} \right] - \frac{M_c}{J} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1d} &= -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1d} + \omega^* p_n \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2d} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1q} &= -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1q} - \omega^* p_n \tilde{\psi}_{1d} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2q} \\ \dot{\tilde{i}}_{2d} &= -\gamma_1 \tilde{i}_{2d} - \tilde{\omega} \tilde{i}_{2q} + \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1d} - \beta_1 p_n \omega^* \tilde{\psi}_{1q} - \beta_1 p_n \tilde{\omega} \tilde{\psi}_{1q} \\ \dot{\tilde{i}}_{2q} &= -\gamma_1 \tilde{i}_{2q} + \tilde{\omega} \tilde{i}_{2d} + \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1q} + \beta_1 p_n \omega^* \tilde{\psi}_{1d} + \beta_1 p_n \tilde{\omega} \tilde{\psi}_{1d} + \beta_1 p_n \psi^* \tilde{\omega}\end{aligned}\tag{2.11}$$

Для аналізу стійкості системи (2.11) розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\mu} \tilde{\omega}^2 + \frac{1}{L_m} (\tilde{\psi}_{1d}^2 + \tilde{\psi}_{1q}^2) + \frac{1}{\beta_1} (\tilde{i}_{2d}^2 + \tilde{i}_{2q}^2) \right] \quad (2.12)$$

Похідна від V в силу розв'язків (2.11) буде (при $M_c = 0$)

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{\alpha_1}{L_m} (\tilde{\psi}_{1d}^2 + \tilde{\psi}_{1q}^2) + 2\alpha_1 (\tilde{\psi}_{1d} \tilde{i}_{2d} + \tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2q}) + \\ & + \omega^* p_n (\tilde{\psi}_{1d} \tilde{i}_{2q} - \tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2d}) - \frac{\gamma_1}{\beta_1} (\tilde{i}_{2d}^2 + \tilde{i}_{2q}^2) \end{aligned} \quad (2.13)$$

Для подальшого аналізу необхідно встановити, при яких значеннях ω^* похідна $\dot{V} < 0$. Для цього перепишемо (2.13) у наступному вигляді:

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 \quad (2.14)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & -\frac{\alpha_1}{L_m} \rho_1 (\tilde{\psi}_{1d}^2 + \tilde{\psi}_{1q}^2) + 2\alpha_1 (\tilde{\psi}_{1d} \tilde{i}_{2d} + \tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2q}) - \\ & - \left(\alpha_1 L_m + \rho_2 \frac{R_2 L_1}{L_m} \right) (\tilde{i}_{2d}^2 + \tilde{i}_{2q}^2) \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -\frac{\alpha_1}{L_m} (1 - \rho_1) (\tilde{\psi}_{1d}^2 + \tilde{\psi}_{1q}^2) + \omega^* p_n (\tilde{\psi}_{1d} \tilde{i}_{2q} - \tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2d}) - \\ & - (1 - \rho_2) \frac{R_2 L_1}{L_m} (\tilde{i}_{2d}^2 + \tilde{i}_{2q}^2) \end{aligned} \quad (2.16)$$

де $0 < (\rho_1, \rho_2) < 1$.

З (2.15) встановлюємо, що $\dot{V}_1 \leq 0$ при виконанні співвідношення

$$\rho_1 = \frac{1}{1 + \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{L_1^2}{L_m^2} \right) \rho_2} \quad (2.17)$$

Друга складова (2.16) буде від'ємною при виконанні умови

$$|\omega^* p_n| < 4 \left[\frac{\left(\frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{L_1^2}{L_m^2} \right) \rho_2}{1 + \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{L_1^2}{L_m^2} \right) \rho_2} \right] (1 - \rho_2) \frac{R_1 R_2}{L_m^2} \quad (2.18)$$

При виконанні умови (2.18) $\dot{V} \leq 0$, тому сигнали $(\tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q}, \tilde{\omega})$ будуть обмеженими, а отже з (2.11) обмеженими будуть і їх похідні $(\dot{\tilde{\psi}}_{1d}, \dot{\tilde{\psi}}_{1q}, \dot{\tilde{i}}_{2d}, \dot{\tilde{i}}_{2q}, \dot{\tilde{\omega}})$.

Виконавши лінеаризацію системи (2.11) в початку координат при $M_C = 0$, представимо її в стандартному вигляді

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{\psi}}_{1d} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1q} \\ \dot{\tilde{i}}_{2d} \\ \dot{\tilde{i}}_{2q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1d} + \omega^* p_n \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2d} \\ -\omega^* p_n \tilde{\psi}_{1d} - \alpha_1 \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2q} \\ \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1d} - \beta_1 p_n \omega^* \tilde{\psi}_{1q} - \gamma_1 \tilde{i}_{2d} \\ \beta_1 p_n \omega^* \tilde{\psi}_{1d} + \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1q} - \gamma_1 \tilde{i}_{2q} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \beta_1 \psi^* p_n \end{pmatrix} \tilde{\omega} \quad (2.19)$$

$$\dot{\tilde{\omega}} = -\mu p_n \psi^* \tilde{i}_{2q}$$

Система (2.19) може бути записана у наступній стандартній формі:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}(t)\mathbf{x} + \mathbf{\Gamma}^T \mathbf{z} \\ \dot{\mathbf{z}} &= -\mu \mathbf{\Gamma} \mathbf{P} \mathbf{x}, \end{aligned} \quad (2.20)$$

де $\mathbf{x} = (\tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q})^T$, $\mathbf{z} = \tilde{\omega}$; \mathbf{P} з (2.12) має вигляд $\mathbf{P} = \text{diag}\left(\frac{1}{L_m}, \frac{1}{L_m}, \frac{1}{\beta_1}, \frac{1}{\beta_1}\right)$.

Оскільки $\mathbf{A}(t)$ відповідає вимогам Гурвіця при виконанні умови (2.18), $\mathbf{\Gamma}(t) = \text{const}$, то положення рівноваги $(\tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q}, \tilde{\omega}) = 0$ лінеаризованої системи (2.19), а отже і нелінійної (2.11) при $M_C = 0$, буде локально експоненційно стійким [17].

З практичної точки зору це означає, що при $M_C = 0$ консервативна умова (2.18) гарантує асимптотичність регулювання положення рівноваги $\omega_0 = \omega^* p_n = \omega p_n$ з підтриманням постійного значення модуля вектора потокозчеплення $|\psi_1| = \psi^*$ при одночасному досягненні умови орієнтації за вектором потокозчеплення статора $\psi_{1q} = 0$. Консервативність умови (2.18)

полягає у тому, що дослідження стійкості за Ляпуновим дає лише достатні умови.

При $M_C \neq 0$ асимптотичність регулювання змінних $\mathbf{x} = (\tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q}, \tilde{\omega})^T$ порушується, статичні властивості відносно збурення M_C визначаються розв'язками системи рівнянь (2.11). При цьому система (2.11) залишається локально стійкою при дії обмеженого збурення M_C/J .

Фізичні напруги, які прикладаються до обмоток АД з (2.2) і (2.10) дорівнюють

$$\begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_0(t) & -\sin \theta_0(t) \\ \sin \theta_0(t) & \cos \theta_0(t) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_1 \psi^* \\ \omega^* p_n \psi^* \end{pmatrix} \quad (2.21)$$

$$\dot{\theta}_0 = \omega^* p_n$$

Відмітимо, що для практичної реалізації алгоритму частотного керування (2.21) необхідно знати параметр $\alpha_1 = R_1/L_1$, який легко визначається на основі стандартних тестів. Потреби у вимірюванні струмів статора та кутової швидкості для реалізації алгоритму (2.21) немає.

Формування механічних характеристик

Для встановлення зв'язку алгоритму частотного керування (2.21) з наведеними в технічній літературі запишемо вирази для модуля напруги статора

$$U_{1m} = \left(u_{1d}^2 + u_{1q}^2 \right)^{\frac{1}{2}} = \psi^* \sqrt{\alpha_1^2 + (\omega^* p_n)^2} \quad (2.22)$$

Залежність $U_{1m} = f(\omega^*, \psi^*)$ представлена на Рис. 2.1 суцільною лінією.

Якщо сформувати $\psi^* = \psi_0^* + \psi_1^*(\omega^*)$, то можливе отримання різних регульовальних характеристик U/f .

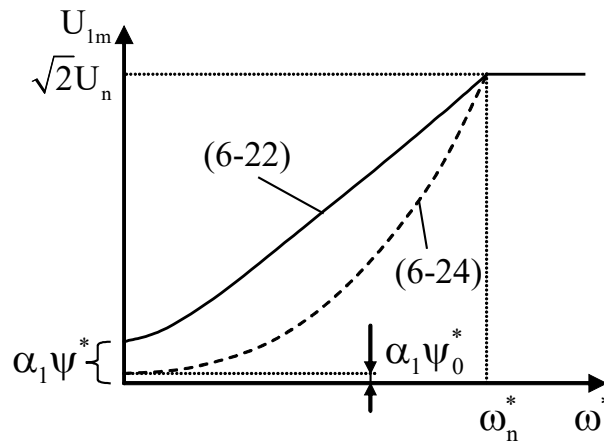


Рис. 2.1. Статичні характеристики при частотному керуванні

Структурна схема алгоритму частотного керування (2.21) показана на Рис. 2.2.

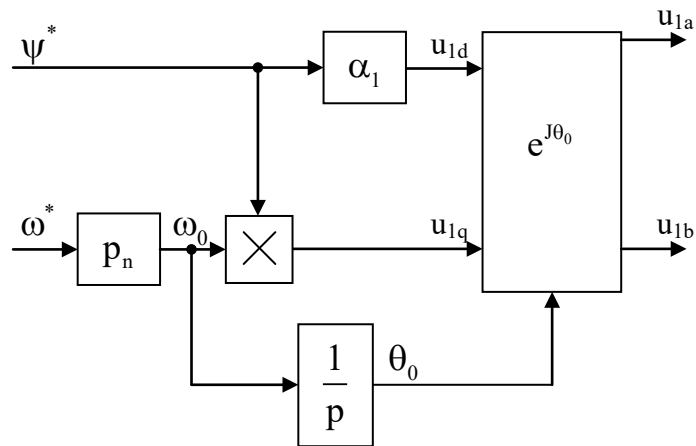


Рис. 2.2. Структурна схема алгоритму частотного керування

Досить часто на практиці для приведення в рух турбомеханізмів застосовують квадратичну залежність напруги від частоти $U/f^2 = \text{const}$. При цьому досягається зменшення втрат активної потужності при навантаженнях, які менше номінального. Для її реалізації вирази (2.10) записуються у вигляді

$$\begin{aligned}
 u_{1d} &= \alpha_1 \psi^* \\
 u_{1q} &= \omega^* p_n \psi^* \\
 \psi^* &= \psi_0^* + \left(\psi_n^* - \psi_0^* \right) \frac{|\omega^* p_n|}{\omega_{0n}},
 \end{aligned}
 \tag{2.23}$$

де $\psi_n^* = \psi_{1XX}$, $0 < \psi_0^* < \psi_n^*$.

Враховуючи, що $\omega_0 = \omega^* p_n$, при застосуванні алгоритму (2.23) модуль напруги статора в залежності від заданої швидкості набуває вигляду

$$U_{1m} = \left(\psi_0^* + (\psi_n^* - \psi_0^*) \frac{|\omega^* p_n|}{\omega_{0n}} \right) \sqrt{\alpha_1^2 + (\omega^* p_n)^2} \quad (2.24)$$

Залежність (2.24) зображена на Рис. 2.1 пунктирною лінією. Структурна схема алгоритму частотного керування з квадратичною залежністю напруги від частоти, заданого рівняннями (2.23), показана на Рис. 2.3.

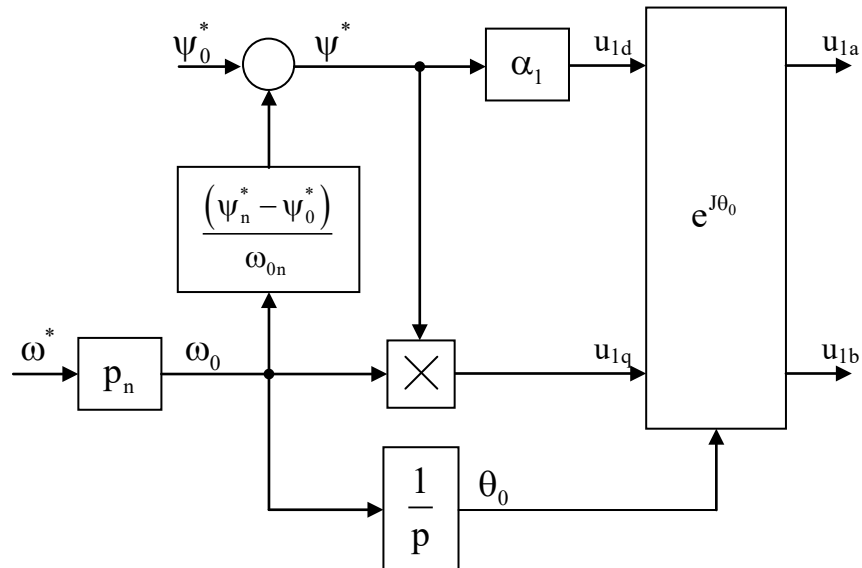


Рис. 2.3. Структурна схема алгоритму частотного керування з квадратичною залежністю напруги від частоти

При формуванні характеристик в зоні заданих швидкостей вище номінальної необхідно виконувати обмеження напруги на номінальному рівні, яке здійснюється за рахунок обмеження складової вектора напруги по осі (q) у відповідності з наступним виразом:

$$u_{1d} = \alpha_1 \psi^*$$

$$u_{1q} = \begin{cases} \psi^* \omega^* p_n, & \forall (\psi^* \omega^* p_n) < \sqrt{U_{na}^2 - u_{1d}^2}, \\ \sqrt{U_{na}^2 - u_{1d}^2}, & \forall (\psi^* \omega^* p_n) \geq \sqrt{U_{na}^2 - u_{1d}^2} \end{cases} \quad (2.25)$$

Компенсація зниження критичного моменту на швидкостях нижче номінальної.

Компенсація зниження перевантажувальної здатності двигуна при роботі на швидкостях нижче номінальної можлива шляхом примусового збільшення магнітного потоку двигуна. Для того, щоб визначити вираз для заданого потоку в залежності від кутової частоти перепишемо формулу для критичного моменту через амплітудне значення напруги статора

$$M_k = \frac{3p_n U_{1m}^2}{4\omega^* p_n \left(R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + x_k^2} \right)}, \quad (2.26)$$

З урахуванням виразу для модуля вектора напруги статора (2.22) при використанні алгоритму частотного керування (2.10) та враховуючи, що $x_k = (L_{1\sigma} + L_{2\sigma}) \omega^* p_n$ отримаємо значення критичного моменту

$$M_k = \frac{3p_n \psi^* \left(\alpha_1^2 + (\omega^* p_n)^2 \right)}{4\omega^* p_n \left(R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (L_{1\sigma} + L_{2\sigma})^2 (\omega^* p_n)^2} \right)}. \quad (2.27)$$

При номінальній напрузі живлення критичний момент дорівнює

$$M_{kn} = \frac{3p_n \psi_n^* \left(\alpha_1^2 + \omega_{0n}^2 \right)}{4\omega_{0n} \left(R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (L_{1\sigma} + L_{2\sigma})^2 \omega_{0n}^2} \right)} \quad (2.28)$$

Умовою незмінності критичного моменту M_k відносно номінального значення є виконання співвідношення

$$M_k = M_{kn}. \quad (2.29)$$

З виразів (2.27) – (2.29) знаходимо значення заданого потоку двигуна, при якому перевантажувальна здатність залишається на номінальному рівні

$$\psi^* = \psi_n^* \sqrt{\frac{\omega^* p_n z (\alpha_1^2 + \omega_{0n}^2)}{\omega_{0n} z_n (\alpha_1^2 + (\omega^* p_n)^2)}}, \quad (2.30)$$

$$\text{де } z = \left(R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (L_{1\sigma} + L_{2\sigma})^2 (\omega^* p_n)^2} \right), \quad z_n = \left(R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (L_{1\sigma} + L_{2\sigma})^2 \omega_{0n}^2} \right).$$

Керування моментом синхронних двигунів зі збудженням від постійних магнітів

Синхронні електричні машини, збуджуванні від постійних магнітів, є основним типом сучасних приводних двигунів для високодинамічних використаннях, таких як: металообробка, робототехніка, модулі гнучкого виробництва, військова техніка та інші. Вони замінили двигуни постійного струму в цих використаннях, гарантуючи підвищення динамічних властивостей систем та їх надійність, зменшив потребу в обслуговуванні електричної машини.

Для найбільш відповідальних використаннях, ці електричні машини проектуються з синусоїдальним розподіленням МРС та неявнополюсним ротором. Більш дешеві двигуни мають явнополюсний ротор. До цього ж класу електричних машин відносяться синхронні двигуни (СД) з несинусоїдальним (типово трапецеїдальним) розподілом МРС, вони є найбільш простими та дешевими. На їх основі створюються електроприводні пристрої, що отримали назву “вентильні двигуни”, або “безщіткові двигуни постійного струму” (brushless DC motors). Вони не призначені для точного відпрацювання миттєвого значення моменту і тому в цьому розділі не розглядаються.

Неявнополюсні синхронні машини.

Динамічна модель трифазного неявнополюсного синхронного двигуна зі збудженням від постійних магнітів, за умов симетричного живлення, визначається рівняннями (1.30)

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c)\end{aligned}\quad (2.31)$$

$$\begin{aligned}\dot{i}_{1a} &= L_1^{-1}(-R_1 i_{1a} + k_m \omega \sin p_n \theta + u_{1a}) \\ \dot{i}_{1b} &= L_1^{-1}(-R_1 i_{1b} - k_m \omega \cos p_n \theta + u_{1b}) \\ M &= \frac{3}{2} k_M (-i_{1a} \sin p_n \theta + i_{1b} \cos p_n \theta)\end{aligned}\quad (2.32)$$

де: $k_m = p_n L_m i_f$ - коефіцієнт моменту (ЕРС), p_n - число пар полюсів.

Для подальшого розгляду визначимо також вектор потокозчеплення, що має регулюватися згідно цілей керування моментом та потокозчепленням, визначених в (2.31), (2.32). З рівнянь потокозчеплень (1.28) запишемо

$$\psi_{2d} = |\Psi_2| = L_m (i_{1a} \cos p_n \theta + i_{1b} \sin p_n \theta) + L_f i_f \quad (2.33)$$

Розглядаючи динамічну модель СД (2.61) та рівняння (2.62), (2.63) вихідних координат, що мають керуватися, встановлюємо, що це є нелінійний об'єкт четвертого порядку, керуючими діями якого є двовірний вектор напруг статора $\mathbf{u}_1 = (u_{1a}, u_{1b})^T$ і струм джерела збудження $i_f = \text{const}$.

В лекції 9 показано, що залежність рівнянь динаміки СД (2.61), (2.62) від кутового положення може бути виключена, якщо оперувати не з фізичними змінними, що задані в стаціонарній системі координат статора (a-b), а з абстрактними, що визначені в системі координат ротора (d-q) згідно перетворення (1.70). Це перетворення носить назву Парка-Горєва і є базовим при розробці алгоритмів векторного керування СД. Визначивши змінні в системі координат ротора згідно перетворення Парка-Горєва (1.70) у вигляді

$$\mathbf{x}^{(d-q)} = e^{-Jp_n\theta} \mathbf{x}^{(a-b)}, \quad (2.34)$$

модель СД (2.61), (2.62), (2.63) набуває вигляду (1.71)

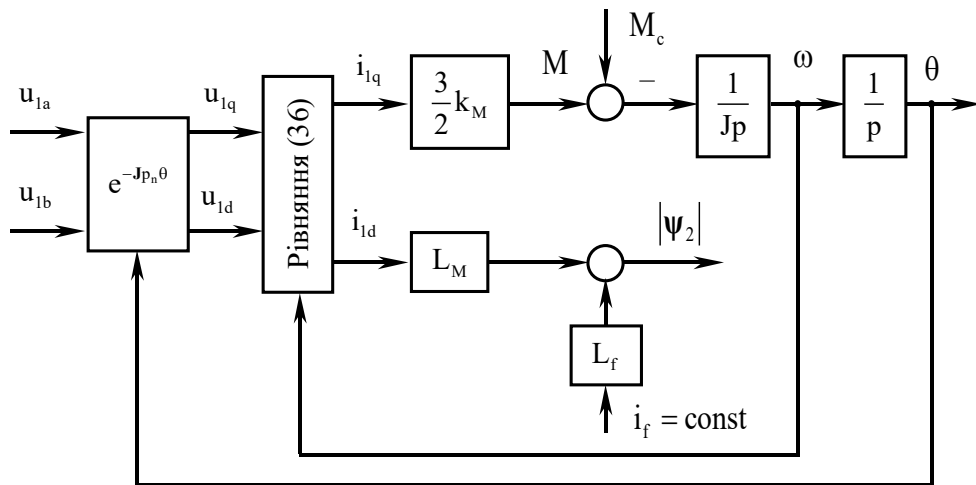
$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - M_c) \end{aligned} \quad (2.35)$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ld} &= -\frac{R_l}{L_l} i_{ld} + p_n \omega i_{lq} + \frac{1}{L_l} u_{ld} \\ \dot{i}_{lq} &= -\frac{R_l}{L_l} i_{lq} - p_n \omega i_{ld} - \frac{k_m}{L_l} \omega + \frac{1}{L_l} u_{lq} \end{aligned} \quad (2.36)$$

$$M = \frac{3}{2} k_m i_{lq} \quad (2.37)$$

$$|\Psi_2| = L_m i_{ld} + L_f i_f$$

Структурна схема СД та розташування просторових векторів, що відповідає рівнянням (2.35)-(2.37), представлені на Рис. 2.8.а та 2.8 б відповідно.



а)

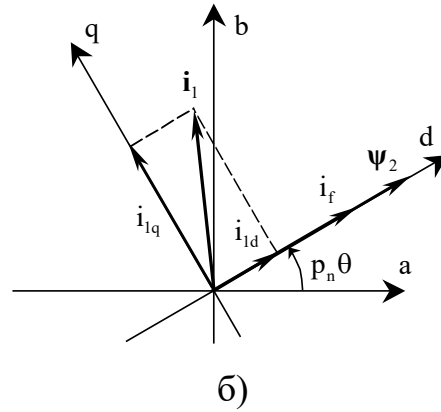


Рис. 2.8. Структурна схема СД із збудженням від постійних магнітів та розташування векторів в системі координат ротора.

Порівнюючи рівняння СД в фізичних двофазних координатах (2.61), (2.62), (2.63) та в координатах ротора встановлюємо:

1. Рівняння СД, що записані в системі координат ротора, не залежать від кутового положення, але лишаються нелінійними.
2. Рівняння моменту лінійне відносно ортогональної до напрямку i_f компоненти струму статора i_{lq} і не є залежним від компоненти i_{ld} ; воно формально співпадає з рівнянням моменту двигуна постійного струму (2.33).
3. Потокозчеплення ротора $|\psi_2|$ лінійне відносно прямої компоненти струму статора i_{ld} .

Сформувавши вектор напруг статора в (2.66) наступним чином

$$\begin{pmatrix} u_{ld} \\ u_{lq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -L_l p_n \omega i_{lq} + v_d \\ L_l p_n \omega i_{ld} + v_q \end{pmatrix} \quad (2.38)$$

отримаємо

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c)\end{aligned}\quad (2.39)$$

$$\begin{aligned}M &= \frac{3}{2}k_m i_{lq} \\ \dot{i}_{lq} &= -\frac{R_l}{L_l}i_{lq} - \frac{k_m}{L_l}\omega + \frac{1}{L_l}v_q \\ |\psi_2| &= L_m i_{ld} + L_f i_f\end{aligned}\quad (2.40)$$

$$\dot{i}_{ld} = -\frac{R_l}{L_l}i_{ld} + \frac{1}{L_l}v_d$$

Рівняння динаміки СД (2.69) та (2.70), що отримані в силу перетворення координат (2.64) та дії нелінійного керування (2.68) є лінійними. При цьому система рівнянь (2.69) описує електромеханічну підсистему СД і повністю співпадає з рівняннями динаміки ДПС (2.44) при заміні відповідних змінних та параметрів. Рівняння (40) описують електромагнітну підсистему СД. Дві підсистеми – електромеханічна та електромагнітна, як це видно з рівнянь (2.69) і (2.70), є розв'язаними. Перше рівняння в (2.70) відображає специфіку формування потокозчеплення $|\psi_2|$ в розглядаємому типі СД за рахунок дії постійних магнітів ($L_f i_f$) та прямої компоненти струму статора ($L_m i_{ld}$). Алгоритм керування, що перетворює нелінійну модель СД (2.61)-(2.63) до лінійної повністю керованої форми (2.69) – (2.70) задається зворотнім перетворенням в (2.64) та рівнянням (2.68) і має вигляд

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} u_{la} \\ u_{lb} \end{pmatrix} &= e^{j p_n \theta} \begin{pmatrix} -L_l p_n \omega i_{lq} + v_d \\ L_l p_n \omega i_{ld} + v_q \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{pmatrix} &= e^{-j p_n \theta} \begin{pmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \end{pmatrix}\end{aligned}\quad (2.41)$$

де

$$e^{Jp_n\theta} = \begin{bmatrix} \cos p_n\theta & -\sin p_n\theta \\ \sin p_n\theta & \cos p_n\theta \end{bmatrix}$$

Цей алгоритм класифікується як лінеризуючий зворотнім зв'язком, а у відповідності з принципом формування керуючих дій (2.68) в системі координат ротора (d-q), називається векторним керуванням в координатах ротора. Структурна схема лінеризуючого зворотнім зв'язком регулятора показана на Рис. 2.9.

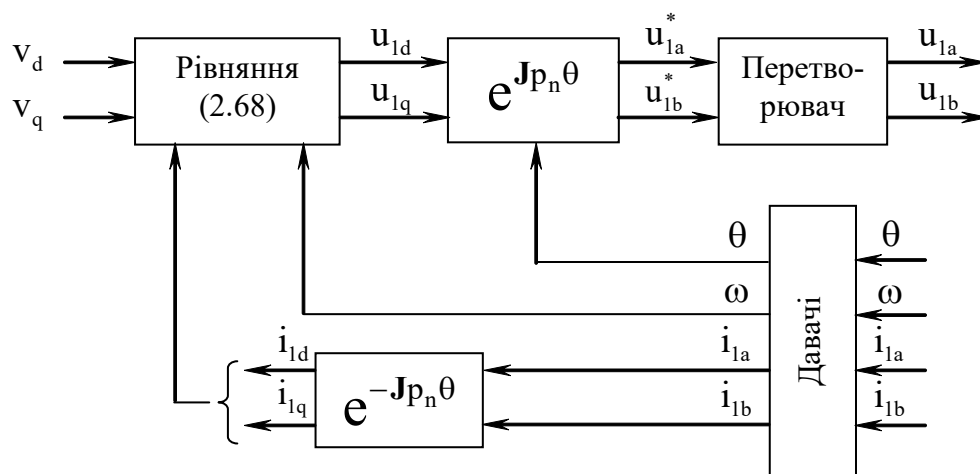


Рис.2.9. Структурна схема лінеризуючого регулятора СД із збудженням від постійних магнітів.

Оскільки рівняння електромеханічної підсистеми СД, що отримане в силу дії лінеризуючого алгоритму (2.71), відносно керуючої дії v_q структурно співпадає з рівняннями ДПС (2.44), то проектування алгоритму відпрацювання моменту здійснюється аналогічно виконаному згідно рівнянь (2.35) – (2.39), тобто

$$\begin{aligned}
v_q &= k_m \omega + R_l i_{lq}^* + L_l (\dot{i}_{lq}^* - k_{iq1} \tilde{i}_{lq} - x_q) \\
\dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{lq} \\
\tilde{i}_{lq} &= i_{lq} - i_{lq}^* \\
i_{lq}^* &= \frac{2}{3} \frac{M^*}{k_m}
\end{aligned} \tag{2.42}$$

Рівняння динаміки помилок відпрацювання моменту та моментної компоненти струму статора \tilde{i}_{lq} співпадають з (2.38), (2.39) для ДПС і мають вигляд

$$\begin{aligned}
\tilde{M} &= \frac{3}{2} k_M \tilde{i}_{lq} \\
\dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{lq} \\
\dot{\tilde{i}}_{lq} &= -k_{iq} \tilde{i}_{lq} - x_q
\end{aligned} \tag{2.43}$$

$$\text{де } k_{iq} = \frac{R_l}{L_l} + k_{iq1}.$$

Рівняння руху механічної частини СД при цьому дорівнює

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M^* + \tilde{M} - M_c)
\end{aligned} \tag{2.44}$$

Оскільки рівняння моменту розглядаємого СД не залежить від прямої компоненти i_{ld} струму статора, то мета керування моментом досягається без специфікації динамічної поведінки цієї компоненти струму статора. Це є слідством структури СД зі збудженням від постійних магнітів: за допомогою трьох керуючих дій $\mathbf{u}_1 = (u_{1a}, u_{1b})^T$, $i_f = \text{const}$ необхідно керувати двома вихідними координатами – моментом та потокозчепленням ротору, згідно рівнянь (2.67). Сучасна теорія керування, такі об'єкти класифікує як такі, що мають надлишковість керування. Звичайно для таких об'єктів надлишкові

ступені свободи можуть бути використані для досягнення додаткових цілей керування, наприклад, підвищення енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення енергії та інше. Так в СД зі збудженням від постійних магнітів мінімальні втрати активної потужності досягаються при виконанні умови

$$P_{aB} = R_1 (i_{1q}^2 + i_{1d}^2) = \min, \quad (2.45)$$

тобто за умови $i_{1d} = 0$. При цьому вектори \mathbf{i}_1 та $\mathbf{i}_f(\psi_2)$ ортогональні (Рис. 2.8б), аналогічно тому, як це відбувається в ДПС, Рис. 2.4, а потокозчеплення ротора формується лише дією постійних магнітів, тобто за рахунок струму збудження $i_f = \text{const}$. Умова $i_{1d} = 0$ в системах векторного керування СД використовується при швидкостях нижче номінальної. При роботі із кутовими швидкостями вище номінальної ω_n структура СД дозволяє забезпечити ослаблення модуля потокозчеплення ротора $|\psi_2|$ за рахунок $i_{1d} < 0$ по аналогії з системами двозонного регулювання ДПС. Розглянемо статичне рівняння електричної рівноваги статорного кола по осі q (див. (2.66))

$$u_{1q} = R_1 i_{1q} + p_n \omega (L_1 i_{1d} + L_m i_f) \quad (2.46)$$

Якщо в (2.76) $i_{1d} = 0$, то необхідна напруга u_{1q} зростає пропорційно кутовій швидкості, в той час як регулювання прямої компоненти струму статора за законом

$$L_1 i_{1d} = L_m i_f \left(\left| \frac{\omega_n}{\omega} \right| - 1 \right) \quad (2.47)$$

при $|\omega| > \omega_n$, забезпечує стабілізацію компоненти u_{1q} в (2.76) відносно зростання кутової швидкості.

Визначивши заданий закон зміни потокозчеплення ротора як

$$\psi_2^* = L_m i_{1d}^* + L_f i_f, \quad (2.48)$$

рівняння електромагнітної підсистеми системи (2.70) в помилках відпрацювання набувають вигляду

$$\begin{aligned} \tilde{\psi}_2 &= L_m \tilde{i}_{1d} \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -\frac{R_1}{L_1} \tilde{i}_{1d} - \frac{R_1}{L_1} i_{1d}^* + \frac{v_d}{L_1} - \dot{i}_{1d}^* \end{aligned} \quad (2.49)$$

де $\tilde{i}_{1d} = i_{1d} - i_{1d}^*$, а заданий закон змін прямої компоненти струму статора i_{1d}^* визначається стратегією ослаблення поля СД.

Рівняння (2.79) структурно співпадають з рівняннями (2.45), (2.48), (2.50) для ДПС з електромагнітним збудженням, тому алгоритм керування потокозчепленням формується у вигляді

$$\begin{aligned} v_d &= R_1 i_{1d}^* + L_1 (\dot{i}_{1d}^* - k_{id1} \tilde{i}_{1d} - x_d) \\ \dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_{1d}, \end{aligned} \quad (2.50)$$

призводячи до еквівалентної динаміки помилок відпрацювання у формі (2.55) і (2.56)

$$\begin{aligned} \tilde{\psi}_{2d} &= L_m \tilde{i}_{1d} \\ \dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_{1d} \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -k_{id} \tilde{i}_{1d} - x_d \end{aligned} \quad (2.51)$$

Функціональна схема системи векторного керування моменту та потокозчеплення СД в координатах ротора показана на Рис.2.10. Порівнюючи її з структурною схемою Рис. 2.7 для ДПС зі збудженням від постійних магнітів встановлюємо:

- а) лінеаризуючий регулятор згідно (2.71) виконує в СД функції аналогічні колекторно-щітковому вузлу в ДПС;

- b) регулятори моменту для СД (2.72) та ДПС (2.37) однакові, а також результат їхньої дії згідно рівнянь динаміки помилок відпрацювання моменту (2.73) та (2.38) ідентичний;
- с) керування потокозчепленням ротора ψ_2 згідно рівняння (2.70) забезпечується аналогічно ДПС з електромагнітним збудженням (див. (2.42), (2.44)), за рахунок регулювання надлишкової керуючої дії i_{ld} , з урахуванням постійної складової $L_f i_f$, що створюється постійними магнітами.

Згідно цього аналізу ДПС може розглядатися як обернена синхронна машина з векторним керуванням в координатах статора. Роль керуючого пристрою, що забезпечує орієнтацію (ортогональність) векторів потокозчеплення збудження та струму якоря, виконує колекторно-щітковий вузол. Амплітуда вектора потокозчеплення ротора задається МРС постійних магнітів або МРС обмотки збудження. В СД зі збудженням від постійних магнітів просторова орієнтація вектора струму статора i_{lq} та вектора потокозчеплення ротора ψ_2 задається примусово засобами керування. Так лінеаризуючий регулятор (2.71) забезпечує як просторову орієнтацію розглянутих векторів, так і декомпозицію структури СД на дві розв'язані підсистеми: електромеханічну, що задається рівняннями (2.69), та електромагнітну (2.70) відповідно.

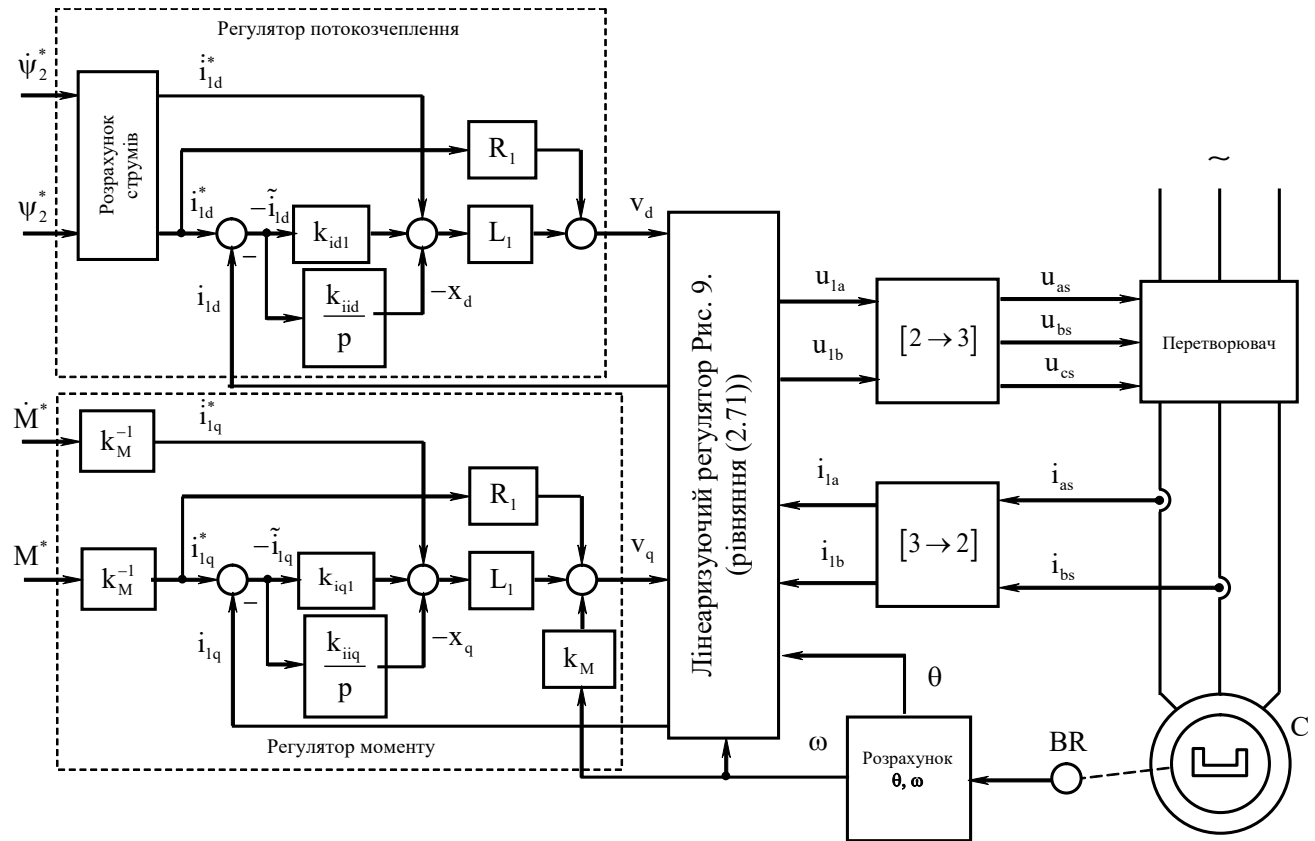


Рис. 2.10. Функціональна схема системи відпрацювання моменту та потокозчеплення ротора СД.

Важливо відмітити, що процес ослаблення магнітного потоку СД при роботі в зоні швидкостей вище номінальної більш складний ніж в ДПС. Так, згідно (2.43), в ДПС в процесі ослаблення магнітного потоку проти-ЕРС $c\psi\omega$ підтримується на постійному рівні, що гарантує в сталому режимі постійну напругу якоря з урахуванням падіння напруги на опорі якірного кола. В СД керування забезпечується вектором напруги, що має дві компоненти u_{ld} та u_{lq} , тому обмеження компоненти u_{lq} згідно алгоритму (2.77) не означає дійсне обмеження модуля вектора напруги статора. Більш детально цей процес досліджується за допомогою векторної діаграми СД, що представлена на Рис.2.11. для випадку $i_{lq} > 0$, $i_{ld} < 0$, $\omega > 0$.

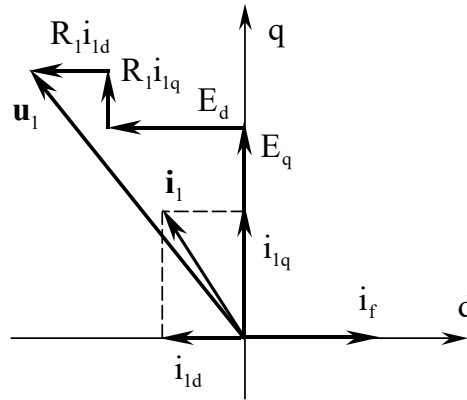


Рис. 2.11. Векторна діаграма СД.

Згідно рівнянь (2.76) на Рис. 2.11 визначено: $E_d = p_n \omega L_1 i_{1q}$;
 $E_q = p_n \omega (L_1 i_{1d} + L_m i_f)$.

При ослабленні магнітного потоку за рахунок регулювання струму $i_{1d} < 0$ необхідно врахувати додаткові втрати на активних опорах статорного кола згідно (2.75) та збільшення модуля вектора струму статора при розрахунку встановленої потужності перетворювача.

Явнополюсні синхронні машини. Проектування алгоритму відпрацювання моменту та потокозчеплення в явнополюсних СД зі збудженням від постійних магнітів виконується аналогічно розглянутому для неявнополюсних машин. Виконаємо перетворення змінних явнополюсного СД, що має матрицю індуктивностей (1.73) з $i_{2dr} = i_f$, до системи координат ротора (d-q) в силу перетворення Парка-Горєва (2.64).

Математична модель явнополюсного СД при цьому описується рівняннями [5]:

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c) \\
M &= \frac{3}{2} p_n \left[L_{md} i_f + (L_{ld} - L_{lq}) i_{ld} \right] i_{lq} \\
\dot{i}_{lq} &= L_{lq}^{-1} \left(-R_l i_{lq} - p_n \omega L_{ld} i_{ld} - p_n \omega L_{md} i_f + u_{lq} \right) \\
\dot{i}_{ld} &= L_{ld}^{-1} \left(-R_l i_{ld} + p_n \omega L_{lq} i_{lq} + u_{ld} \right)
\end{aligned} \tag{2.52}$$

З рівняння моменту явнопольсного СД в (2.82) видно, що ефект явнопольсності призводить до появи додаткової компоненти моменту, що пропорційна прямій компоненті струму статора i_{ld} . Електрична машина є керованою тільки при виконанні умови

$$\left[L_{md} i_f + (L_{ld} - L_{lq}) i_{ld} \right] > 0, \tag{2.53}$$

яка виключає повну демагнетизацію при $i_{ld} < 0$ і тому встановлює обмеження на можливий рівень ослаблення поля СД. Запишемо рівняння моменту через помилки відпрацювання

$$\begin{aligned}
M &= M^* + \tilde{M} = \frac{3}{2} p_n \left[L_{md} i_f + (L_{ld} - L_{lq}) i_{ld}^* \right] i_{lq}^* + \\
&+ \frac{3}{2} p_n \left[L_{md} i_f + (L_{ld} - L_{lq}) i_{ld}^* \right] \tilde{i}_{lq} + \frac{3}{2} p_n (L_{ld} - L_{lq}) \tilde{i}_{ld} (i_{lq}^* + \tilde{i}_{lq})
\end{aligned} \tag{2.54}$$

Визначивши в (2.84)

$$i_{lq}^* = \frac{2}{3} \frac{M^*}{p_n \left[L_{md} i_f + (L_{ld} - L_{lq}) i_{ld}^* \right]}, \tag{2.55}$$

отримаємо рівняння помилки відпрацювання моменту у вигляді

$$\begin{aligned}
\tilde{M} &= \frac{3}{2} p_n \left[L_{md} i_f + (L_{ld} - L_{lq}) i_{ld}^* \right] \tilde{i}_{lq} + \\
&+ \frac{3}{2} p_n (L_{ld} - L_{lq}) i_{lq}^* \tilde{i}_{ld} + \frac{3}{2} p_n (L_{ld} - L_{lq}) \tilde{i}_{lq} \tilde{i}_{ld}
\end{aligned} \tag{2.56}$$

З рівнянь (2.84) і (2.85) знаходимо, що за умов

$$\left[L_{md} \dot{i}_f + (L_{ld} - L_{lq}) \dot{i}_{ld}^* \right] > 0 \quad (2.57)$$

завдання по струму \dot{i}_{lq}^* є обмеженим при обмеженому M^* і тому задача відпрацювання моменту зводиться до задачі відпрацювання струмів статора, тобто для досягнення умови $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0$ необхідно забезпечити

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_{ld}, \tilde{i}_{lq}) = 0$$

Аналогічно розглянутому раніше для керуючих дій неявнополісного СД згідно виразів (2.68), (2.72) з \dot{i}_{lq}^* визначеного в (2.85), а також (2.80), отримаємо алгоритм відпрацювання моменту та потокозчеплення за рахунок керування квадратурною \dot{i}_{lq} та прямою \dot{i}_{ld} компонентами вектора струму статора у вигляді

$$\begin{pmatrix} u_{ld} \\ u_{lq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -L_{lq} p_n \omega \dot{i}_{lq} + v_d \\ L_{ld} p_n \omega \dot{i}_{ld} + v_q \end{pmatrix} \quad (2.58)$$

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_l \dot{i}_{ld}^* + L_{ld} (\dot{i}_{ld}^* - k_{idl} \tilde{i}_{ld} - x_d) \\ R_l \dot{i}_{lq}^* + p_n \omega L_{md} \dot{i}_f + L_{lq} (\dot{i}_{lq}^* - k_{iql} \tilde{i}_{lq} - v_q) \end{pmatrix} \quad (2.59)$$

$$v_q = x_q$$

$$\dot{x}_d = k_{iid} \tilde{i}_{ld}$$

$$\dot{x}_q = k_{iiq} \tilde{i}_{lq},$$

де похідна від заданого значення квадратурного струму розрахована в силу рівняння (2.85). Рівняння динаміки помилок відпрацювання струмів отримаємо після підстановки (2.88) та (2.89) в (2.82) у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{lq} \\ \dot{\tilde{i}}_{lq} &= -k_{iq} \tilde{i}_{lq} - x_q \end{aligned} \quad (2.60)$$

$$\begin{aligned}\dot{x}_d &= k_{iq} \tilde{i}_{ld} \\ \dot{\tilde{i}}_{ld} &= -k_{id} \tilde{i}_{ld} - x_d\end{aligned}\quad (2.61)$$

де: $k_{iq} = \frac{R_1}{L_{lq}} + k_{iq1}$; $k_{id} = \frac{R_1}{L_{ld}} + k_{id1}$ – коефіцієнти зворотних зв'язків за

струмами по осям (q) і (d), які можуть бути вибрані однаковими.

Відмітимо, що в (2.90) та (2.91) початкові умови завжди можуть бути вибрані нульові, тобто $\tilde{i}_{ld}(0) = \tilde{i}_{lq}(0) = x_d(0) = x_q(0) = 0$, тоді $\tilde{i}_{ld}(t) = \tilde{i}_{lq}(t) \equiv 0 \forall t \geq 0$, що згідно рівняння (2.85) визначає умову $\tilde{M}(t) = 0$ відпрацювання моменту без помилок. Реальні напруги статора, що прикладаються до СД, аналогічно (2.71), мають вигляд

$$\begin{pmatrix} u_{la} \\ u_{lq} \end{pmatrix} = e^{j p_n \theta} \begin{pmatrix} u_{ld} \\ u_{lq} \end{pmatrix} \quad (2.62)$$

де (u_{ld}, u_{lq}) визначені в (2.88), (2.89).

Структура алгоритму векторного керування моментом та потокозчепленням явнополюсного СД ідентична приведений на Рис. 2.10. для неявнополюсної електричної машини з заміною лінеаризуючого регулятора (2.71) на (2.92), (2.88); регуляторів потокозчеплення та моменту (2.80), (2.72) на (2.89), (2.85), та формуванням похідної квадратурного струму статора у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{i}_{lq}^* &= \frac{2}{3} \frac{1}{p_n} \left[\left(L_{md} \dot{i}_f + (L_{ld} - L_{lq}) \dot{i}_{ld}^* \right)^{-1} \dot{M}^* \right] - \\ &- \frac{2}{3} \frac{1}{p_n} \left[\left(L_{md} \dot{i}_f + (L_{ld} - L_{lq}) \dot{i}_{ld}^* \right)^{-2} (L_{ld} - L_{lq}) \dot{M}^* \dot{i}_{ld}^* \right]\end{aligned}\quad (2.63)$$

Розглянутий алгоритм векторного керування компенсує нелінійну складову моменту СД пропорційну добутку $(i_{ld} i_{lq})$ в (2.82), гарантуючи асимптотично лінійне регулювання моменту згідно номінального

$(\tilde{i}_{ld} = \tilde{i}_{lq} = 0)$ рівняння $M = M^*$. Між тим, діапазон зміни $i_{ld}^* < 0$ при ослаблені поля обмежений умовою (2.87) і в значній мірі залежить від фактору явнополюсності, що визначається величиною $(L_{ld} - L_{lq}) > 0$. В СД зі значною явнополюсністю звичайно використовується керування з $i_{ld}^* = 0$

ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №1

Математична модель двигуна постійного струму з незалежним збудженням.

Розрахунок основних параметрів.

Рівняння руху механічної частини електропривода

Механічну частину ЕП можна представити системою твердих тіл, рух яких обмежений механічними зв'язками. Найбільш загальною формою запису диференціальних рівнянь, які описують рух такої системи, є відоме рівняння Лагранжа 2-го роду

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial W_K}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial W_K}{\partial q_i} = Q_i' - \frac{\partial W_I}{\partial q_i} - \frac{\partial W_A}{\partial \dot{q}_i}, \quad (\text{П1.1})$$

де W_K – кінетична енергії системи;

W_{Π} – потенціальна енергії системи;

W_D – енергія дисипації (розсіювання) системи;

Q_i' – узагальнена сила;

q_i – узагальнена координата;

$\dot{q}_i = \frac{dq_i}{dt}$ – узагальнена швидкість;

$i=1..n$;

n – кількість рівнянь, яка визначається степенем

вільності механічної системи.

В механічній частині електропривода кожна маса обертається на осі, тобто має одну степінь вільності, тому кількість рівнянь дорівнює кількості мас розрахункової схеми. Для обертального руху узагальненою координатою є кут повороту валу $q_i = \varphi_i [\text{рад}]$, а узагальненою швидкістю – кутова швидкість валу $\dot{q}_i = \omega_i [\text{рад} / \text{с}]$.

Розрахункова схема представляється однією масою із сумарним моментом інерції J , на яку діють момент двигуна M та статичний момент M_c . Під дією цих моментів маса рухається із швидкістю ω , проходячи шлях φ (Рис. П1.1). Система має одну степінь вільності, тому складається одне рівняння Лагранжа згідно (1.1). Кінетична енергія дорівнює $W_k = \frac{J\omega^2}{2}$, потенціальна – $W_{\Pi}=0$, дисипації – $W_d=0$.

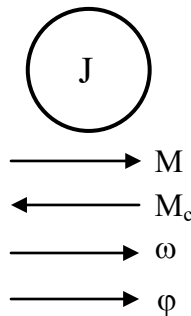


Рис. П1.1.

Похідна кінетичної енергії за кутом дорівнює

$$\frac{\partial W_k}{\partial \varphi} = 0, \quad (\text{П1.2})$$

а за швидкістю

$$\frac{\partial W_k}{\partial \omega} = J\omega . \quad (\text{П1.3})$$

Узагальнена сила становить

$$Q' = M - M_c . \quad (\text{П1.4})$$

Після підстановки (1.2)-(1.4) у (1.1) отримується рівняння руху механічної частини електропривода, представлені одномасовою розрахунковою схемою

$$\frac{d}{dt}(J\omega) = M - M_c ,$$

яке остаточно має вигляд

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c , \quad (\text{П1.5})$$

де $\frac{d\omega}{dt} = \varepsilon \left[\frac{\text{рад}}{\text{с}^2} \right]$ – кутове прискорення маси.

Рівняння (П1.5) називається основним рівнянням руху електропривода. Воно вірно описує рух у цілому, коли вплив пружних зв'язків несуттєвий. На основі рівняння (П1.5) складається передаточна функція та структурна схема жорсткої механічної частини. Так як входом є різниця моментів $M - M_c$, а виходом швидкість ω , то після заміни

$$\frac{d}{dt} \Rightarrow p, \quad Jp\omega = M - M_c$$

передаточна функція має вигляд

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{M(p) - M_c(p)} = \frac{1}{Jp}. \quad (\text{П1.6})$$

Згідно (1.6) механічна частина являє собою інтегруючу ланку (Рис. П1.2).

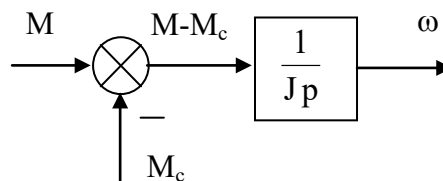


Рис. П1.2

Якщо вихідною координатою механічної частини є кут повороту, то структурна схема на рис. П1.2 доповнюється інтегратором, бо $\frac{d\varphi}{dt} = \omega$, тоді $p\varphi = \omega$ і остаточно передаточна функція дорівнює (Рис.П1.3)

$$W(p) = \frac{\varphi(p)}{\omega(p)} = \frac{1}{p} \quad (\text{П1.7})$$

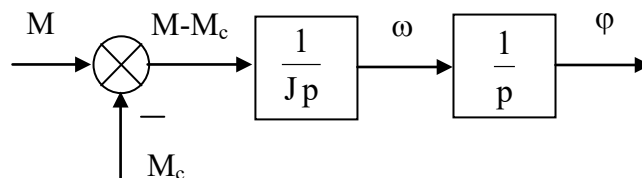


Рис. П1.3.

Рівняння електричної частини електропривода

Згідно до закону Кірхгофа напруга якоря врівноважується падінням напруги в колі та електрорушійною силою (ЕРС)

$$U = E + IR_{я\Sigma}, \quad (\text{П1.9})$$

де $E = c\Phi\omega - E_{PC}$ двигуна; (П1.10)

$c = pN/(2\pi a)$ – конструкційна стала двигуна;

p – число пар полюсів;

N – число активних провідників обмотки якоря;

a – число паралельних гілок обмотки якоря;

Φ – магнітний потік, який створює обмотка збудження;

$R_{я\Sigma} = R_{я} + R_{д}$ – сумарний електричний опір якірного кола;

$R_{я} = R_{оя} + R_{дп} + R_{ко} + R_{щ}$ – електричний опір якірного кола;

$R_{оя}, R_{дп}, R_{ко}, R_{щ}$ – електричні опори обмотки якоря, додаткових полюсів, компенсаційної обмотки та щіток.

Момент двигуна визначається простою залежністю

$$M = c\Phi I. \quad (\text{П1.11})$$

Таким чином, E_{PC} двигуна (П1.10) пропорційна магнітному потоку та швидкості двигуна, а момент (П1.11) – потоку та струму якоря.

З формули (П1.10) з урахуванням (П1.9) знаходиться швидкість двигуна

$$\omega = \frac{E}{c\Phi} = \frac{U}{c\Phi} - \frac{R_{я\Sigma}}{c\Phi} I. \quad (\text{П1.12})$$

Залежність (П1.12) швидкості двигуна від струму якоря $\omega=f(I)$ називається електромеханічною характеристикою двигуна.

Після підстановки в (П1.12) значення струму якоря з (П1.11) знаходиться рівняння механічної характеристики двигуна $\omega=f(M)$

$$\omega = \frac{U}{c\Phi} - \frac{R_{я\Sigma}}{(c\Phi)^2} M \quad (\text{П1.13})$$

або у такому вигляді

$$\omega = \omega_0 - \frac{M}{\beta} \quad (\text{П1.14})$$

чи у наступному

$$\omega = \omega_0 - \Delta\omega, \quad (\text{П1.15})$$

де $\omega_0 = \frac{U}{c\Phi}$ – швидкість ідеального холостого ходу; (П1.16)

$$\beta = \frac{(c\Phi)^2}{R_{я\Sigma}} \text{ – жорсткість механічної характеристики;} \quad (\text{П1.17})$$

$$\Delta\omega = \frac{M}{\beta} \text{ – падіння швидкості.} \quad (\text{П1.18})$$

Розрахунок основних параметрів ДПС з НЗ

Двигун характеризується наступними паспортними даними, які знаходяться на його табличці: _

1) P_n , кВт – номінальна потужність, це – механічна потужність на валу двигуна, на яку може розраховувати користувач;

2) U_n , В – номінальна напруга якоря;

3) I_n , А – номінальний струм якоря;

4) n_n , об/хв – номінальна частота обертання;

5) U_{zn} , В – номінальна напруга збудження;

6) I_{zn} , А – номінальний струм збудження;

7) η_n – номінальний ККД.

За цими паспортними даними можна обчислити:

$$1) \quad \omega_n = \frac{\pi n_n}{30} - \text{номінальну кутову швидкість, рад/с;}$$

$$2) \quad M_n = \frac{P_n \cdot 10^3}{\omega_n} - \text{номінальний механічний момент двигуна,}$$

Нм;

$$3) \quad P_{1.\text{дв}} = U_i I_i + U_{\text{с}} I_{\text{с}} - \text{номінальну електричну потужність,}$$

яку споживає двигун, Вт;

$$4) \quad R_n = \frac{U_n}{I_n} - \text{номінальний електричний опір двигуна, Ом;}$$

$$5) \quad R_{\text{я}} \approx 0,5 \cdot R_n (1 - \eta_n) - \text{приблизне значення електричного}$$

опору

кола якоря, Ом;

$$6) \quad \eta_n = \frac{P_n}{P_{\text{н.ел}}} - \text{номінальний ККД, якщо його не вказано.}$$

ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №2

Математична модель синхронного двигуна. Розрахунок основних параметрів.

Електрична машина є одним із головних елементів електроприводу, а також електромеханічних систем, де він використовується, безпосередньо забезпечуючи процес електромеханічного перетворення енергії. Незалежно від конструкції по принципу електромеханічного перетворення енергії усі машини розподіляються на машини постійного струму, асинхронні та синхронні. Більш детальна класифікація вміщує конструктивні особливості, наприклад, як машини лінійної дії та обертів; спосіб збудження: електромагнітний, від постійних магнітів або реактивні; наявність явнополюсності; характер МРС у повітряному зазорі: синусоїдальний або трапецеїдальний і т.д. Адекватний математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії в електричній машині є важливим питанням для розробки алгоритмів керування цим процесом, його аналітичного дослідження та моделювання. З загальних позицій процес перетворення електричної енергії в механічну і навпаки в усіх машинах базується на фундаментальних законах електродинаміки, електромагнетизму та механіки. Між тим здійснити загальний математичний опис, який би обіймав не тільки усі електричні машини але й враховував особливості машин конкретного класу ймовірно неможливо. Повномасштабне моделювання конкретного типу електричної машини з глибокою деталізацією процесів, звичайно приводить до багатовимірної складної моделі, яку важко використати для цілей керування. У зв'язку з цим математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії здійснюється на основі так званих *ідеалізованих* машин, що базується на таких принципах:

- адекватний опис фундаментальних процесів, що проходять у конкретному класі електричних машин;
- ефекти другого порядку, такі як: неідеальність магнітних матеріалів та геометричної структури, несинусоїдальність МРС, несиметрія магнітних та електричних параметрів трифазних обмоток та інші, відкидаються.

Процеси в ідеалізованих машинах звичайно описуються так званою узагальненою машиною, до якої можуть бути зведені основні типи електричних машин. Що до ефектів другого порядку, то вони можуть бути враховані на етапі математичного моделювання конкретної машини. Відмітимо, що вплив ефектів другого порядку значною мірою залежить від того, як машина спроектована. Сучасні електричні машини, що спеціально сконструйовані для конкретного способу керування, наприклад асинхронні двигуни для частотного та векторного керування, мають характеристики, що з високою точністю співпадають з характеристиками ідеалізованих машин.

В електричних машинах електромагнітні процеси визначаються магнітними полями в повітряному зазорі, які створюються струмами, що проходять вздовж осі машини, оскільки струми в лобових частинах машини мають менший вплив і утворюють магнітні потоки розсіювання. У більшості випадків достатньо вважати, що силові лінії магнітного поля в зазорі перпендикулярні циліндричним поверхням статора і ротора, які утворюють повітряний зазор. Розподіл струмів у повітряному зазорі машини, а також зміни їх у часі визначають її тип і характеристики. Розподіл струмів, в свою чергу, залежить від типу обмотки, а зміни їх у часі – від характеру підведеної до обмоток напруги.

У багатополюсних електричних двигунах усі електромагнітні процеси повторюються через кожну пару полюсів, тому при вивченні теорії ідеалізованих електричних машин достатньо розглянути двополюсну

електричну машину. Можливість такої заміни забезпечує отримання узагальненого математичного опису процесів електромеханічного перетворення енергії для обертових електричних машин за допомогою ідеалізованого двохфазного електромеханічного перетворювача, який називають узагальненою електричною машиною.

Будемо розглядати клас електричних машин, спроектованих таким чином, що виконуються наступні умови:

A.1. Магнітне коло машини не насичується і має нескінченну магнітну проникність, втрати на гістерезис і вихрові струми малі і ними можна знехтувати.

A.2. Електрична машина не накопичує потенціальну енергію, тобто може мати постійні магніти на одній стороні, статорі або роторі, при цьому явнополюсність може бути присутня на тій стороні, де розташовані постійні магніти.

A.3. Матриця індуктивностей $L(\theta)$ розміром $(n + m) \times (n + m)$ симетрична і позитивно визначена, тобто $L(\theta) = L^T(\theta) > 0$, де T – знак транспонування.

A.4. Індуктивності розсіювання не залежать від кутового положення ротора.

Узагальнена електрична машина – це спрощена модель реальної машини. Крім вище названих припущень A.1 – A.4, вона оснований на тому, що магнітні потоки та МРС, які створюються обмотками статора і ротора, синусоїдально розподілені вздовж довжини кола машини. Для обмоток, які мають несинусоїдальну МРС, враховують першу просторову гармоніку поля, а магнітні потоки від вищих гармонік відносять до потоків розсіювання.

7) Синхронний двигун (СД) є одним із різновидів електричних машин (ЕМ) змінного струму. При умові симетричності, після

виконання перетворення трифазних змінних статора x_{as}, x_{bs}, x_{cs} до двофазних x_{1a}, x_{1b} за допомогою перетворення

$$\begin{pmatrix} x_{1a} \\ x_{1b} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 \\ 2 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 0 & 2 & 2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_{as} \\ x_{bs} \\ x_{cs} \end{pmatrix} \triangleq \mathbf{Q} \begin{pmatrix} x_{as} \\ x_{bs} \\ x_{cs} \end{pmatrix}, \quad (\text{П2.1})$$

еквівалентна двофазна схема синхронного двигуна зі збудженням від постійних магнітів матиме вигляд, який зображено на Рис.П2.1.

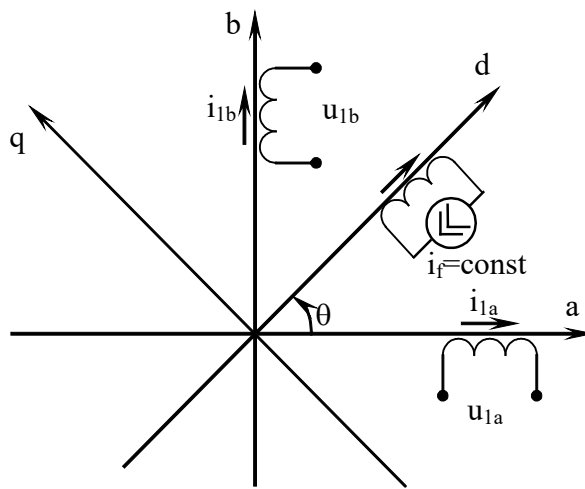


Рис.П2.1. Еквівалентна схема синхронного двигуна

8) На рис.2.1 (a-b) і (d-q) визначені як системи координат статора і ротора відповідно, (u_{1a}, u_{1b}) і (i_{1a}, i_{1b}) – компоненти векторів напруги і струму статора в системі координат (a-b).

9) У відповідності до прийнятої методології моделювання СД, дія постійних магнітів на роторі представляється у вигляді еквівалентної обмотки, яка отримує живлення від фіктивного джерела струму $i_f = \text{const}$, і формує вектор магніто-рушійної сили (МРС), що дорівнює МРС, яку створюють постійні магніти.

10) Рівняння для потокозчеплень ЕМ, яка зображена рис.П2.1, мають вигляд

$$\begin{pmatrix} \psi_{1a} \\ \psi_{1b} \\ \psi_{2d} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\theta} \begin{bmatrix} L_{1d} & 0 \\ 0 & L_{1q} \end{bmatrix} e^{-j\theta} & \begin{bmatrix} L_{md} \cos \theta \\ L_{md} \sin \theta \end{bmatrix} \\ L_{md} \cos \theta & L_{md} \sin \theta & L_{2d} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_f \end{pmatrix}, \quad (\text{П2.2})$$

де індуктивності статора визначаються як $L_{1d} = L_{1\sigma} + L_{md}$, $L_{1q} = L_{1\sigma} + L_{mq}$; L_{2d} – індуктивність фіктивної обмотки ротора; L_{md}, L_{mq} – індуктивності намагнічування по осям d і q. Без втрати загальності прийнято одну пару полюсів.

Рівняння моменту двигуна, який має матрицю індуктивностей, визначену в (2.2), дорівнює

$$M = \frac{3}{2} \left[L_{md} i_f (i_{1b} \cos \theta - i_{1a} \sin \theta) + (L_{1d} - L_{1q}) (i_{1a} \cos \theta + i_{1b} \sin \theta) (i_{1b} \cos \theta - i_{1a} \sin \theta) \right]. \quad (\text{П2.3})$$

11) Для виключення залежності правих частин рівнянь (П2.2) і (П2.3) від кутового положення ротора, виконаємо лінійне перетворення координат (перетворення Парка-Горьєва)

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^{(d-q)} &= e^{-j\theta} \mathbf{x}^{(a-b)}, \\ e^{-j\theta} &= \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}, \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \\ [e^{-j\theta}]^{-1} &= [e^{-j\theta}]^T, \end{aligned}$$

де $\mathbf{x}^{(y-z)} = (x_y, x_z)^T$ – визначає будь-які двовимірні вектори СД.

12) В системі координат ротора (d-q) рівняння (П2.2) і (П2.3) набувають наступного вигляду

$$\begin{pmatrix} \psi_{1d} \\ \psi_{1q} \\ \psi_{2d} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1d} & 0 & L_{md} \\ 0 & L_{1q} & 0 \\ L_{md} & 0 & L_{2d} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_f \end{pmatrix}, \quad (\text{П2.4})$$

$$M = \frac{3}{2} \left[L_{md} i_f i_{1q} + (L_{1d} - L_{1q}) i_{1d} i_{1q} \right]. \quad (\text{П2.5})$$

13) У випадку неявнополюсних СД в рівняннях (П2.4) і (П2.5) приймається умова $L_{1d} = L_{1q} = L_1$, $L_{md} = L_{mq} = L_m$.

14) Повні рівняння динаміки СД, що характеризуються матрицею індуктивностей (П2.4), мають вигляд

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left\{ \frac{3}{2} \left[L_{md} i_f i_{1q} + (L_{1d} - L_{1q}) i_{1d} i_{1q} \right] - v \omega - M_c \right\} \\ \dot{i}_{1d} &= L_{1d}^{-1} \left(-R_1 i_{1d} + \omega L_{1q} i_{1q} + u_{1d} \right) \\ \dot{i}_{1q} &= L_{1q}^{-1} \left(-R_1 i_{1q} - \omega L_{1d} i_{1d} - \omega L_{md} i_f + u_{1q} \right),\end{aligned}\tag{П2.6}$$

де R_1 – активний опір статорної обмотки синхронного двигуна.

ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №3

Математична модель асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором

Розглянемо еквіваленту двофазну математичну модель симетричного АД представлену в системі координат $(a - b)$, записану через вектори струму статора і потокозчеплення ротора [1]

$$\begin{aligned}
 \dot{\theta} &= \omega \\
 \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}) \\
 \dot{i}_{1a} &= -\gamma i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta p_n \omega \psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a} \\
 \dot{i}_{1b} &= -\gamma i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta p_n \omega \psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b} \\
 \dot{\psi}_{2a} &= -\alpha \psi_{2a} - p_n \omega \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a} \\
 \dot{\psi}_{2b} &= -\alpha \psi_{2b} + p_n \omega \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b}
 \end{aligned} \tag{ПЗ.1}$$

де θ – кутове положення вала ротора, ω – кутова швидкість ротора, $(i_{1a}, i_{1b})^T$ – вектор струму статора, $(\psi_{2a}, \psi_{2b})^T$ – вектор потокозчеплення ротора, $(u_{1a}, u_{1b})^T$ – вектор керуючих напруг статора, M_c – момент навантаження. Без втрати загальності в моделі АД прийнята одна пара полюсів.

Додатні константи, пов'язані із електричними і механічними параметрами АД, визначені наступним чином:

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2}; \quad \sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right); \quad \beta = \frac{L_m}{\sigma L_2}; \quad \gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha \beta L_m; \quad \mu_1 = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2}; \quad \mu = \frac{\mu_1}{J};$$

де J – повний момент інерції, R_1, R_2, L_1, L_2 – активні опори і індуктивності статора і ротора відповідно, L_m – індуктивність намагнічуючого контуру.

При дослідженні процесів, що відбуваються в обмотках асинхронної машини користуються Т-подібною (Рис.ПЗ.1) або Г-подібною схемою заміщення (Рис.ПЗ.2)

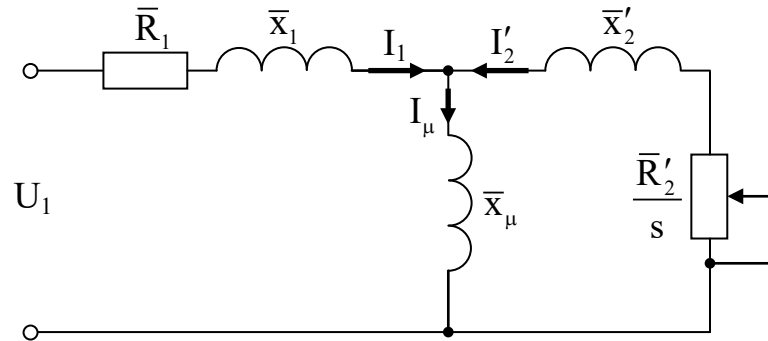


Рис. ПЗ.1. Т-подібна схема заміщення

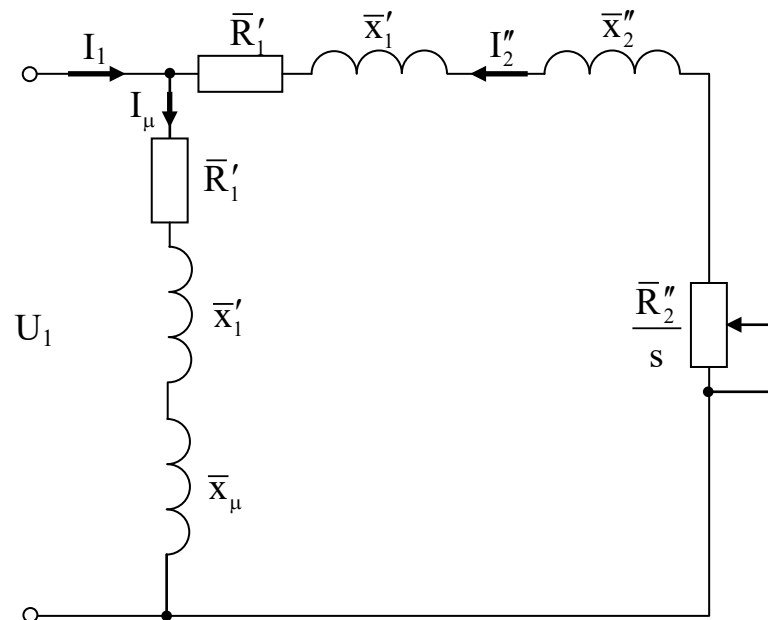


Рис. ПЗ.2. Г-подібна схема заміщення асинхронного двигуна

ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №4

Розрахунок параметрів асинхронного двигуна за даними каталогу

Методику розрахунку розглянемо на прикладі двигуна потужністю 2.2 кВт. Паспортні дані двигуна 4А90L4У3 наведено в таблиці П4.1 [1]

Таблиця П4.1. Паспортні дані двигуна 4А90L4У3

Номінальна потужність	$P_{2H} = 2.2 \text{ кВт}$
Номінальна лінійна напруга статора	$U_{лн} = 380 \text{ В}$
Число пар полюсів	$p_n = 2$
Момент інерції	$J_d = 0.0056 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$
Коефіцієнт корисної дії	$\eta = 0.80$
Коефіцієнт потужності	$\cos(\phi) = 0.83$
Перевантажувальна здатність	$\lambda = 2.4$
Номінальне ковзання	$s_H = 0.051$
Критичне ковзання	$s_k = 0.33$
Номінальна частота напруги статора	$f = 50 \text{ Гц}$
Параметри Г-подібної схеми заміщення (відносні одиниці)	
Індуктивний опір розсіювання статора	$\bar{x}'_1 = 0.076$
Активний опір статора	$\bar{R}'_1 = 0.098$
Приведений індуктивний опір розсіювання ротора	$\bar{x}''_2 = 0.13$
Приведений активний опір ротора	$\bar{R}''_2 = 0.06$
Індуктивний опір намагнічуючого контуру	$\bar{x}'_\mu = 2.1$

Розрахунок номінальних даних двигуна.

Кутова частота напруги статора

$$\omega_0 = 2\pi f = 2 \cdot 3.14 \cdot 50 = 314 \text{ рад/с.}$$

Швидкість ідеального холостого ходу двигуна

$$\omega_{xx} = \frac{\omega_0}{p_n} = \frac{314}{2} = 157 \text{ рад/с.}$$

Номінальна швидкість двигуна

$$\omega_H = \omega_{xx} (1 - s_H) = 157 \cdot (1 - 0.051) = 149 \text{ рад/с.}$$

Номінальний момент двигуна

$$M_H = \frac{P_{2H}}{\omega_H} = \frac{2200}{149} = 14.8 \text{ Нм.}$$

Критичний момент двигуна (по перевантажувальній здатності з каталогу)

$$M_k = \lambda M_H = 2.4 \cdot 14.8 = 35.52 \text{ Нм.}$$

Номінальні діючі значення фазної напруги та струму статора

$$U_{1\Phi H} = U_{1\text{ЛН}} / \sqrt{3} = 380 / \sqrt{3} = 220 \text{ В,}$$

$$I_{1\Phi H} = \frac{P_{2H}}{3 U_{1\Phi H} \eta \cos(\phi)} = \frac{2.2 \cdot 10^3}{3 \cdot 220 \cdot 0.80 \cdot 0.83} = 5.0 \text{ А.}$$

Потік статора в режимі холостого ходу при $R_1 = 0$

$$\psi_{1XX} = \frac{\sqrt{2} U_{10i}}{\omega_0} = \frac{1.41 \cdot 220}{314} = 0.99 \text{ Вб.}$$

Математична модель АД (ПЗ.1) отримана для Т-подібної схеми заміщення, показаної на рис. 3.1, в той час як приведені в [1] параметри відповідають Г-подібній схемі заміщення, рис. ПЗ.2. Для перерахунку параметрів з Г-подібної схеми в Т-подібну скористаємося методикою наведеною в [2].

Коефіцієнт перерахунку між Т-подібною та Г-подібною схемами заміщення

$$c_1 = \frac{x_\mu + \sqrt{x_\mu^2 + 4x'_1x_\mu}}{2x_\mu} = \frac{2.1 + \sqrt{2.1^2 + 4 \cdot 0.076 \cdot 2.1}}{2 \cdot 2.1} = 1.035.$$

Розрахунок Т-подібної схеми заміщення подано, як це наведено у [1].

Параметри Т-подібної схеми заміщення у відносних одиницях

$$\bar{x}_1 = \frac{\bar{x}'_1}{c_1} = \frac{0.076}{1.035} = 0.0734 \text{ Ом}, \quad \bar{R}_1 = \frac{\bar{R}'_1}{c_1} = \frac{0.098}{1.035} = 0.0947 \text{ Ом},$$

$$\bar{x}'_2 = \frac{\bar{x}''_2}{c_1^2} = \frac{0.13}{1.035^2} = 0.1214 \text{ Ом}, \quad \bar{R}'_2 = \frac{\bar{R}''_2}{c_1^2} = \frac{0.06}{1.035^2} = 0.056 \text{ Ом}.$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення в абсолютних одиницях запишуться

$$x_1 = \bar{x}_1 \frac{U_{1\Phi H}}{I_{1\Phi H}} = 0.0734 \frac{220}{5} = 3.23 \text{ Ом},$$

$$R_1 = \bar{R}_1 \frac{U_{1\Phi H}}{I_{1\Phi H}} = 0.0947 \frac{220}{5} = 4.16 \text{ Ом},$$

$$x'_2 = \bar{x}'_1 \frac{U_{1\Phi H}}{I_{1\Phi H}} = 0.1214 \frac{220}{5} = 5.34 \text{ Ом},$$

$$R_2 = \bar{R}'_2 \frac{U_{1\hat{O}\hat{I}}}{I_{1\hat{O}\hat{I}}} = 0.056 \frac{220}{5} = 2.464 \text{ Ом},$$

$$x_\mu = \bar{x}_\mu \frac{U_{1\Phi H}}{I_{1\Phi H}} = 2.1 \frac{220}{5} = 92.4 \text{ Ом}.$$

Індуктивності розсіювання статора і ротора

$$L_{1\sigma} = \frac{x_1}{\omega_0} = \frac{3.23}{314} = 0.0102 \text{ Г},$$

$$L_{2\sigma} = \frac{x'_2}{\omega_0} = \frac{5.34}{314} = 0.017 \text{ Г}.$$

Індуктивність намагнічуючого контуру

$$L_m = \frac{x_\mu}{\omega_0} = \frac{92.4}{314} = 0.2941 \text{ Г.}$$

Індуктивності статора і ротора

$$L_1 = L_m + L_{1\sigma} = 0.2941 + 0.0102 = 0.3043 \text{ Г,}$$

$$L_2 = L_m + L_{2\sigma} = 0.2941 + 0.017 = 0.3111 \text{ Г.}$$

На основі проведених розрахунків обчислюються значення параметрів α , α_1 , β , β_1 , γ , γ_1, γ_2 , σ , σ_1 за наведеними в попередньому розділі формулами.

Результати розрахунків параметрів двигуна 4A90L4Y3 зведені до Таблиці П4.2.

Таблиця П4.2. Параметри двигуна 4A90L4Y3

P_{2H} , кВт	2.2	R_1 , Ом	4.16
ω_{xx} , рад/с	157	R_2 , Ом	1.1064
ω_H , рад/с	149	L_1 , Гн	0.3043
M_H , Нм	14.8	L_2 , Гн	0.3111
M_k	35.52	L_m , Гн	0.2941
λ	1.10	α_1 Ом/Гн	13.67
$I_{\dot{\theta}H}$, А	5.5	α , Ом/Гн	7.92
ψ_H , Вб	0.99	β , 1/Гн	35.98
η	0.8	γ , Ом/Гн	242.2
$\cos(\phi)$	0.83	σ , Гн	0.02627
J_d , кг·м ²	0.0056		

ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №5

Складання моделі АД в пакеті SIMNON і дослідження перехідних процесів
при прямому пуску.

Програмний пакет SIMNON призначений для математичного моделювання різних процесів. Для складання моделі АД в даному програмному пакеті використаємо математичну модель АД записану у вигляді системи диференційних рівнянь (пр.№3 мат.модель).

Для моделювання процесів необхідно створити файл з описом моделі з ім'ям, наприклад, «ADmodel.t»

В створеному файлі спершу необхідно визначити тип системи як неперервний

```
continuous system mot6
```

Далі виконується оголошення всіх змінних, які представлені у вигляді диференційних рівнянь. Команда «state» визначає назву змінної, а команда «der» відповідну назву похідної. Особливістю пакету SIMNON є те, що в один рядок можна записати не більше 4-ох змінних або їх похідних. При оголошенні більшої кількості змінних чи похідних команду «state» чи «der» використовують два або більше раз. Команда «time» визначає змінну в яку буде записаний вектор часу при моделюванні. Фрагмент коду програми, що визначає змінні стану АД має наступний вигляд

```
state ia ib
state Psa Psb w
state ws

der dia dib
der dPsa dPsb dw
der dws

time t
```

де i_a – компонента струму статора i_{1a} , $i_b - i_{1b}$, $P_{sa} - \psi_{2a}$, $P_{sb} - \psi_{2b}$, $w - \omega$, $ws - \omega_0$, $dia - \dot{i}_{1a}$, $dib - \dot{i}_{1b}$, $dP_{sa} - \dot{\psi}_{2a}$, $dP_{sb} - \dot{\psi}_{2a}$, $dw - \dot{\omega}$, $dws - \dot{\omega}_0 = \varepsilon_0$,

Наступний фрагмент програми призначений для ініціалізації констант, що входять до математичної моделі АД

```
"-----
"Motor parameters for 0.75kW
"-----
R1=11
R2=5.3
L1=0.95
L2=0.95
Lm=0.91
J=0.003
nu=0.975*J
pn=1
Tln:1.11
"-----
"-----

"-----
"Constants used in equations
"-----

alf=R2/L2
sgm=L1-Lm*Lm/L2
bet=Lm/(sgm*L2)
gamma=R1/sgm+alf*bet*Lm
mu=3*Lm*pn/(J*L2*2)
mul=3*Lm*pn/(2*L2)
"-----
"-----
```

В програмі прийнято наступні позначення відповідно до визначення позитивних констант в пр.зан.№3: $R1 - R_1$, $R2 - R_2$, $L1 - L_1$, $L2 - L_2$, $Lm - L_m$, $J - J$, nu – коефіцієнт в'язкого тертя ν , $pn - p_n$, Tln – номінальний момент двигуна M_i , $alf - \alpha$, $bet - \beta$, $sgm - \sigma$, $gamma - \gamma$, $mu - \mu$, $mul - \mu_1$.

Наступний фрагмент коду програми представляє собою стандартну математичну модель АД в системі координат a-b, доповнену виразами для знаходження модуля потокозчеплення ротора $|\psi_2| - P_s$, модуля струму

статора $|\mathbf{i}_1|$ – I_1 , модуля напруги статора $|\mathbf{u}_1|$ – U_1 , активної потужності P_a – P_a .

```

"-----
"Motor model in a-b stator frame
"-----

dw=(Trq-Tl)/(J)-(nu*w)/(J)

Trq=mu*(Psa*ib-Psb*ia)

dia=(-R1*ia/sgm+alf*bet*Psa+w*bet*pn*Psb-R2*bet*Lm*ia/L2+ua/sgm)
dib=(-R1*ib/sgm+alf*bet*Psb-w*Psa*pn*bet-R2*bet*Lm*ib/L2+ ub/sgm)

dPsa=-R2*Psa/L2-w*pn*Psb+R2*Lm*ia/L2
dPsb=-R2*Psb/L2+w*pn*Psa+R2*Lm*ib/L2

Ps=sqrt(Psa*Psa+Psb*Psb)
I1=sqrt(ia*ia+ib*ib)
U1=sqrt(ua*ua+ub*ub)
Pa=3/2*((ua*ia+ub*ib))

"-----
"End of motor model in a-b stator frame
"-----

```

Наступний фрагмент коду програми реалізує послідовність прикладання керуючих і збурюючих дій. Так dws визначає кутову частоту напруги живлення, яка розраховується наступним чином

$$\omega_0 = 2\pi f_m$$

де f_m – частота напруги мережі в Гц. При живленні двигуна від промислової мережі $f_m = 50$ Гц, а $\omega_0 = 314$ рад/с. U_m – визначає амплітудне значення фазної напруги, що прикладається до обмоток статора двигуна і дорівнює 311 В при живленні від стандартної мережі.

```

dws=314
Um=311

ua=Um*cos(ws)
ub=Um*sin(ws)

Tl=if t<1.2 then 0 else Tl1

```

$Tl1 = \text{if } t < 1.7 \text{ then } Tln \text{ else } 0$

Дві останніх строки коду формують задану траєкторію моменту навантаження двигуна. В момент часу $t = 1.2$ с до валу двигуна стрибкоподібно прикладається номінальний момент навантаження, а при $t = 1.7$ с момент навантаження знімається.

Для виконання моделювання в директорії де знаходиться файл ADmodel.t необхідно створити інший файл, наприклад, з назвою AD.t. Цей файл є макросом за допомогою якого виконуються операції моделювання, збереження та експорту даних.

Перша строчка коду визначає призначення файлу як макросу. Друга строчка встановлює зв'язок із неперервною системою ADmodel, яка описана у одноіменному файлі.

Команда «store» призначена для збереження результатів моделювання. В строку після команди можна записати імена до 4-ох змінних значення яких необхідно зберегти для подальшого аналізу. Якщо треба зберегти більшу кількість даних, то в кінці першої строки додають команду «-add» і в наступній строчці записують імена змінних. Для подальшого збільшення кількості змінних процедура повторюється аналогічним чином.

```
macro AD
syst ADmodel

store ia    ib    -add
store Psa   Psb   -add
store Trq   w     ws  -add
store I1 U1 Ps Pa  -add
```

Для виконання моделювання записується наступна строчка коду

```
simu 0 2 1e-4/1e-3
```

де 0 – час початку моделювання, 2 – час кінця моделювання в секундах, $1e-4$ – крок моделювання, $1e-3$ – крок збереження даних

Для експорту даних використовується команда EXPORT “file_name”<store “var1” “var2” “var3”, де file_name – ім’я файлу довжиною не більше 8-ми символів, var1, var2, var3 – назви змінних. Четвертою змінною в експортований файл автоматично буде записано вектор часу. Для збереження додаткової четвертої змінної замість вектору часу в команді EXPORT вказують ім’я четвертої змінної і додатково команду «-NOTIME».

```
"-----
"           Export
"-----
```

```
EXPORT mta1<store ua ub -TIME
EXPORT mta2<store iad ib w -NOTIME
EXPORT mta3<store I1 U1 Ps Pa -NOTIME
```

```
"-----
"           End of Export
"-----
```

В кінці файлу-макросу ставиться команда «end».

На вхід структури потрапляє двовимірний вектор напруги статора представлений в системі координат статора. Використовуючи перетворення координат отримуємо ті ж напруги, але у системі координат ротора, які потрапляють на вхід стандартної математичної моделі АД. На виході моделі всі координати (струми, потокозчеплення статора і ротора) знову, використовуючи обернене перетворення координат, переводяться в систему координат статора.

Перетворення координат

Рівнянь, що описують поведінку електричної машини, є нелінійними диференціальними рівняннями з періодичними коефіцієнтами, права частина яких залежить від кутового положення (див. вирази для $e^{j\theta}$, $e^{-j\theta}$).

Для подолання цієї проблеми виконується перетворення моделі у нову систему координат $(u-v)$, яка характеризується кутовим положенням $\theta_k(t)$ відносно стаціонарної системи $(a-b)$ і обертається з кутовою швидкістю $\omega_k = \dot{\theta}_k$. Розташування системи координат $(a-b)$, $(d-q)$, та $(u-v)$ показано на Рис. П6.2.

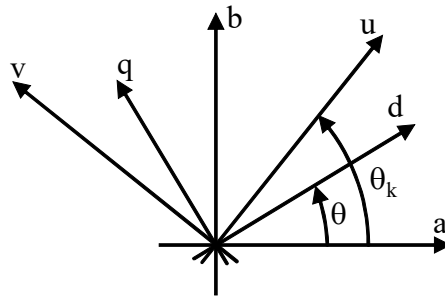


Рис. П6.2. Просторове розташування систем координат

В нових координатах вектори змінних статора і ротора запишуться

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1^{(u-v)} &= e^{-j\theta_k} \mathbf{x}_1^{(a-b)} \\ \mathbf{x}_2^{(u-v)} &= e^{-j(\theta_k - \theta)} \mathbf{x}_2^{(d-q)}, \end{aligned} \quad (\text{П6.1})$$

$$\text{де } \mathbf{x}_1^{(u-v)} = (x_{1u}, x_{1v})^T, \quad \mathbf{x}_2^{(u-v)} = (x_{2u}, x_{2v})^T,$$

$$e^{J\varepsilon} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}; e^{-J\varepsilon} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}; J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Необхідно відмітити, що оператори $e^{J\theta}$ і $e^{-J\theta}$ забезпечують координатні перетворення векторів з системи координат що обертається в стаціонарну і навпаки.

Найбільш часто застосовуються наступні системи координат $(u - v)$:

a) $\omega_k = 0$ система координат $(u - v)$ трансформується до стаціонарної системи координат статора $(a - b)$;

b) $\omega_k = \omega$ – система координат $(u - v)$ стає системою координат ротора $(d - q)$;

c) $\omega_k = \omega_0$, де ω_0 – частота обертання поля електричної машини; при такому виборі маємо синхронну систему координат.

Відповідно до задач дослідження, система координат статора $(a - b)$ при $\omega_k = 0$ використовується при моделюванні АД з короткозамкненим ротором; система координат ротора $(d - q)$ $\omega_k = 0$ – при дослідженні синхронних машин; синхронна система координат $\omega_k = \omega_0$ – є базовою при дослідженні та синтезі алгоритмів керування.

Для взаємозв'язку реальних електричних трифазних змінних $\mathbf{x}_{(abc)}$ електричної машини та двофазних змінних $\mathbf{x}_{(\alpha\beta)}$ узагальненої машини використовуються наступні вирази

$$\mathbf{x}_{(\alpha\beta)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{(abc)} \triangleq [3 \rightarrow 2] \mathbf{x}_{(abc)}, \quad (\text{П6.2})$$

де $[3 \rightarrow 2]$ – матриця перетворення векторів трифазних змінних $\mathbf{x}_{(abc)}$ до двофазних $\mathbf{x}_{(\alpha\beta)}$; $\mathbf{x}_{(\alpha\beta)}$ – вектор у будь-якій двофазній системі координат $(a-b)$, $(d-q)$, $(u-v)$.

Зворотне перетворення визначається у вигляді

$$\mathbf{x}_{(abc)} = [2 \rightarrow 3] \mathbf{x}_{(\alpha\beta)}, \text{ де } [2 \rightarrow 3] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}. \quad (\text{П6.3})$$

Послідовність операцій керування.

При дослідженні статичних і динамічних характеристик електроприводів на базі АД використовується наступна послідовність операцій керування на прикладі двигуна потужністю 0.75 кВт, представлена на Рис.6.2:

- на початковому інтервалі часу $0 \div 0.25$ с АД збуджується, траєкторія заданого потокозчеплення починається з $\psi^*(0) = 0.02$ Вб і сягає номінального значення 0.9 Вб з першою і другою похідними, що дорівнюють 3.52 Вб/с і 50 Вб/с² відповідно;
- починаючи з моменту часу $t = 0.6$ с двигун без навантаження розганяється по заданій траєкторії швидкості, яка має нульове початкове значення і сягає 50 рад/с, з першою і другою похідними, що дорівнюють 714 рад/с² і 23810 рад/с³ відповідно;
- в момент часу $t = 1$ с до валу двигуна прикладається постійний момент навантаження, який дорівнює номінальному значенню, а в момент часу $t = 1.5$ с момент навантаження знімається.



Рис. П6.2. Задані траєкторії кутової швидкості і потокозчеплення. Профіль моменту навантаження

ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №7

Функціональна схема електроприводу змінного струму, її склад та робота

Загальна функціональна схема електроприводу змінного струму

Асинхронний електропривод, функціональна схема якого представлена на Рис.П7.1, складається з наступних блоків:

Силовая часть. До складу силової частини входять вхідний фільтр; випрямляч; ланка постійного струму з клампером, призначеним для скидання енергії, яка отримується від двигуна при роботі в генераторних режимах; інвертор; а також датчі вихідного струму інвертора і напруги ланки постійного струму.

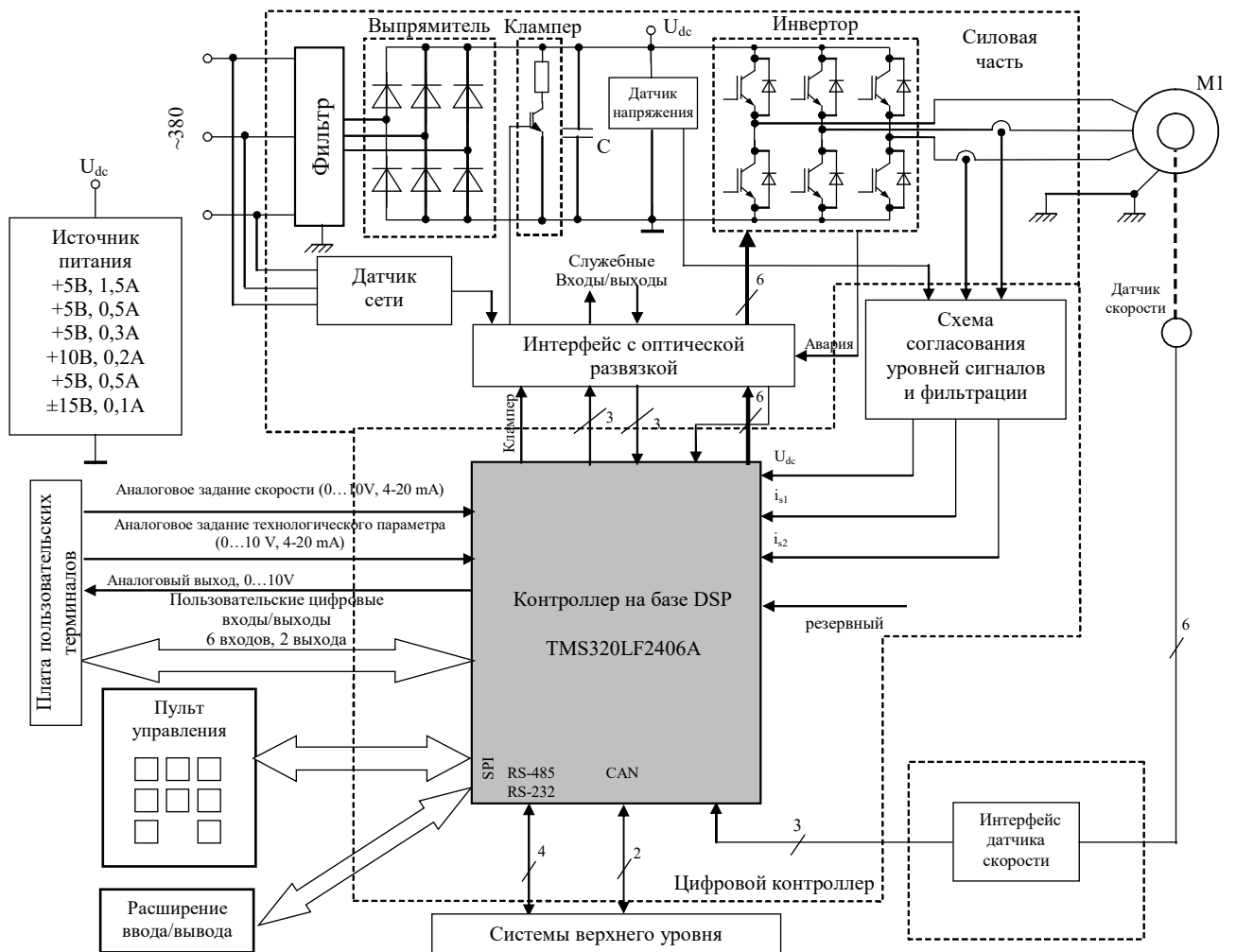


Рис. П7.1. Функціональна схема асинхронного електропривода

Керуючий контролер, в задачу якого входить отримання завдання на відпрацювання моменту/швидкості, розрахунок алгоритму керування АД, розрахунок векторної ШІМ, видача імпульсів керування ключами інвертора, а також керування ключем клампера, обробка сигналів зворотних зв'язків по струму і по швидкості, реалізація захисних функцій, а також загальне керування всією системою.

Схеми узгодження сигналів між керуючою і силовою частинами. Крім узгодження рівнів сигналів вони повинні забезпечувати гальванічну роз'язку силових кіл і кіл керування, що дозволяє забезпечити більшу завадостійкість системі керування, а також попереджає вихід з ладу системи керування при аварійних ситуаціях в силовій частині.

Давач мережі. Основним призначенням даного блоку є спостереження за мережею живлення з метою попереднього виявлення потенційно небезпечних режимів роботи мережі живлення, що можуть призвести до аварії силовій частині електропривода. До таких режимів, наприклад, відносяться перевищення напругою мережі допустимого рівня, перекіс фаз, втрата однієї із фаз, тимчасова втрата напруги живлення та інші.

Інтерфейс користувача. До інтерфейсу користувача відносяться: сигнали дискретного та аналогового вводу/виводу, пульт керування, який забезпечує введення параметрів у систему, виведення інформації про стан системи, значеннях змінних, а також сигналізацію про помилки, збої або про виникнення аварійних ситуацій в системі.

Джерело живлення. До джерела живлення асинхронного електроприводу висуваються високі вимоги в частині стійкості роботи при порушенні робочих режимів мережі живлення. З метою забезпечення вказаної умови, доцільним є використання джерела живлення імпульсного типу з живленням від ланки постійного струму. Тоді, у випадку зникнення напруги мережі, завдяки енергії, яка накопичена на ємності фільтру силового випрямляча,

системі керування буде достатньо часу для визначення зникнення мережі живлення і виводу системи в безпечний режим з виключенням силових ключів інвертора або аварійного гальмування.

Функціональна схема силовій частини електроприводу

Принципово-функціональна схема силовій частини асинхронного електроприводу представлена на Рис.П7.1. На вказаному рисунку всі складові модулі позначені цифрами і мають наступне призначення:

Модуль (1), призначений для захисту від перенапруги в мережі живлення. Він реалізований за рахунок підключення варисторів паралельно до клем підключення лінійної напруги мережі живлення.

Вхідний фільтр (2) призначений для фільтрації вищих гармонік напруги мережі живлення, а також для формування «корпусу» перетворювача.

Силовий випрямляч (3) перетворює змінну напругу трифазної мережі в постійну напругу ланки постійного струму.

Давач мережі (4) призначений для визначення обриву фаз мережі живлення або виходу амплітуди напруги мережі живлення за допустимий діапазон.

Коло плавного заряду (5) ємності фільтра (7) випрямляча. Складається із зарядного реле і резистора або терморезистора з додатнім температурним коефіцієнтом. Замість зарядного реле можливо використання напівпровідникових ключів.

Коло включення вентилятора системи охолодження (6). Включається в структуру асинхронного електропривода з метою збільшення ресурсу роботи вентилятора за рахунок його виключення в неактивних режимах роботи перетворювача, якщо його температура є нижчою уставки включення вентилятору..

Ємність фільтра силового випрямляча (7) набирається послідовно-паралельним включенням ємностей. Для усунення можливих

високочастотних викидів напруги паралельно до електролітичних конденсаторів фільтру встановлюються високочастотні керамічні ємності. Величина ємності фільтра розраховується відповідно до потужності навантаження.

Модуль клампера (8) призначений для розсіювання енергії в генераторних режимах роботи електропривода. Додатково до перетворювача підключається зовнішній резистор (клеми X2).

Гальванічно розв'язаний давач напруги ланки постійного струму (9) (наприклад LEM, LV-25P) призначений для контролю значення напруги ланки постійного струму і передачі цієї інформації в систему керування.

Снабер (10) використовується для ліквідації високочастотних викидів напруги на модулі інвертора (12).

Шунт для вимірювання струму ланки постійного струму (11) призначений для організації максимально-струмового захисту інвертора шляхом подачі виміряного сигналу на компаратор драйвера ключів інвертора, який виконує видачу сигналу аварії на керуючий пристрій з одночасним припиненням видачі імпульсів керування ключами.

Модуль інвертора (12), який перетворює постійну напругу ланки постійного струму в 3-и фазну напругу заданої амплітуди та частоти.

Драйвер інвертора (13) перетворює логічні сигнали керування ключами, що надходять від контролера в імпульси напруги, які забезпечують надійну роботу транзисторів інвертора в ключовому режимі.

Модуль підключення термореле (14) призначеного для визначення перегріву інвертора, який встановлюється на радіаторі перетворювача частоти.

Два гальванічно розв'язаних давача струму (15) на виході інвертора.

Високочастотний фільтр (16) встановлюється на виході перетворювача для зниження електромагнітних завад.

ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №8

Дослідження статичних режимів АД при живленні від мережі та при частотному керуванні. Методика побудови механічної характеристик та їх аналіз

Дослідження статичних режимів АД при живленні від мережі.

Механічна характеристика асинхронного двигуна може бути побудована двома основними способами – за формулою Клосса, або з використанням динамічної моделі АД.

Формула Клосса записується у вигляді [1]

$$M = \frac{2M_k(1 + as_k)}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2as_k}, \quad (\text{П8.1})$$

де $a = R_1/R_2$, $s = (\omega_{xx} - \omega)/\omega_{xx}$ – ковзання. Значення критичного моменту M_k та ковзання s_k можуть бути взяті з довідкових таблиць або визначені за параметрами двигуна використовуючи наступні вирази [1]:

$$M_k = \frac{3p_n U_{i0i}^2}{2\omega_0 \left(R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + x_k^2} \right)}, \quad (\text{П8.2})$$

$$s_k = \pm \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + x_k^2}}, \quad (\text{П8.3})$$

де $x_k = x_1 + x_2'$ – індуктивний опір короткого замикання. Для визначення номінального ковзання на основі розрахунків (8.2), (8.3) можна скористатися формулою [] $s_H = s_k / \left(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1} \right)$, де $\lambda = M_k/M_H$.

Критичні точки, а відповідно і природна характеристика також може бути розрахована за наближеними формулами [1], [2], у випадку коли вони не наведені в довіднику. Для цього визначають коефіцієнт розсіювання

$$\sigma' = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_1)(1 + \sigma_2)} \quad (\text{П8.4})$$

де $\sigma_1 = L_{1\sigma}/L_m$, $\sigma_2 = L_{2\sigma}/L_m$.

Коефіцієнт потужності АД

$$\cos \phi = \frac{1 - \sigma'}{1 + \sigma'}. \quad (\text{П8.5})$$

Критичне ковзання

$$s_k = \frac{R_2}{\sigma' \omega_0 L_2}. \quad (\text{П8.6})$$

Номінальне ковзання

$$s_H = s_k \sqrt{\sigma'}. \quad (\text{П8.7})$$

Перевантажувальна здатність

$$\lambda = \frac{1 + \sigma'}{2\sqrt{\sigma'}}. \quad (\text{П8.8})$$

Для побудови механічної характеристики АД з використанням динамічної моделі, перепишемо систему (3.35) в наступному вигляді.

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}) \\ \dot{i}_{1a} &= -\gamma i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta p_n \omega \psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a} \\ \dot{i}_{1b} &= -\gamma i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta p_n \omega \psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b} \\ \dot{\psi}_{2a} &= -\alpha \psi_{2a} - p_n \omega \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a} \\ \dot{\psi}_{2b} &= -\alpha \psi_{2b} + p_n \omega \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b} \end{aligned} \quad (\text{П8.9})$$

Виходом системи рівнянь (8.9) є момент двигуна, в той час як кутова швидкість ротора задається незалежна змінна. Напряга живлення статора записується у вигляді

$$\begin{aligned} u_a &= \sqrt{2} U_{10i} \cos(\omega_0 t) \\ u_b &= \sqrt{2} U_{10i} \sin(\omega_0 t) \end{aligned} \quad (\text{П8.10})$$

Методика побудови механічної характеристики

Процедура побудови механічної характеристики проілюстрована на Рис. П8.1. В початковий момент часу на вхід керування моделі (8.9) прикладається напруга мережі живлення (8.10). Кутова швидкість двигуна в цей момент часу – нульова, тобто він знаходиться в режимі короткого замикання і розвиває пусковий момент. Після затухання перехідного процесу по моменту, кутову швидкість ротора повільно збільшують так, щоб процес можна було розглядати, як сталий. При цьому робоча точка двигуна рухається по статичній характеристиці, що видно з форми моменту на Рис. 8.1. Побудувавши залежність швидкості ротора від моменту АД отримується графік його механічної характеристики.

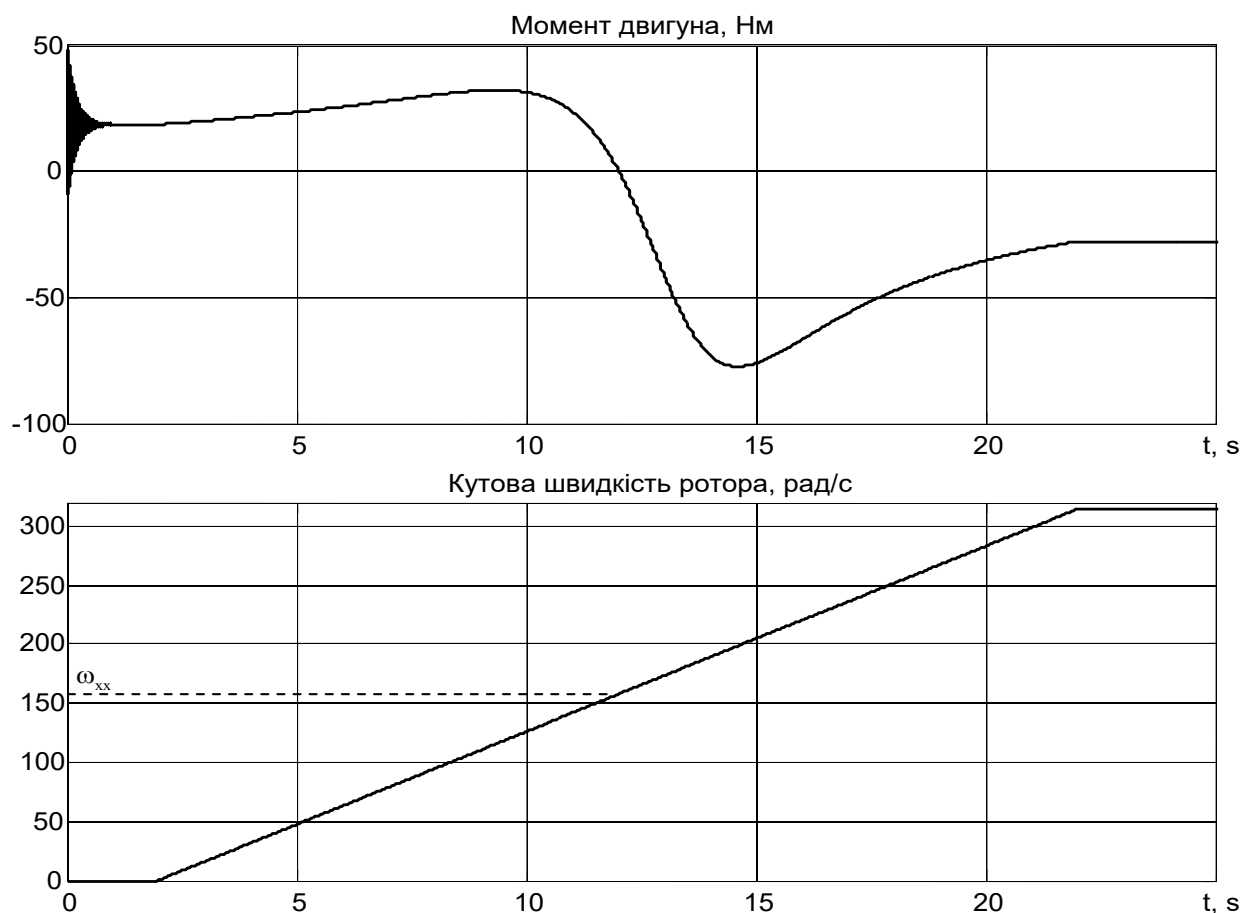
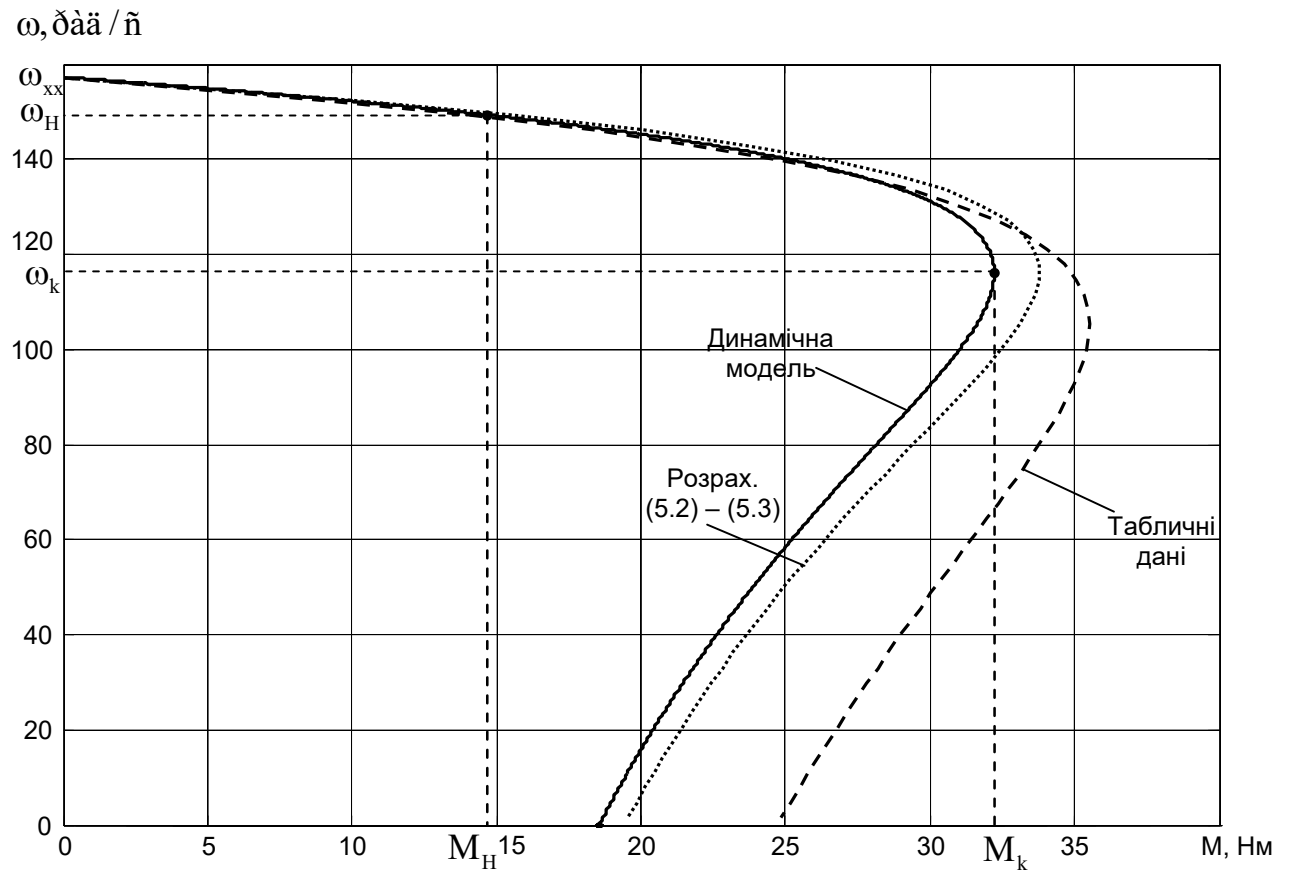


Рис. П8.1. Графіки перехідних процесів при побудові механічної характеристики

АД

Механічні характеристики АД, отримані за допомогою динамічної моделі, за формулою Клосса при підстановці в неї значень критичного моменту та ковзання взятих з табличних даних, а також розрахованих за точними формулами (П8.2), (П8.3) показані на Рис. П8.2 (АД 4А90L4У3).



а) рушійний режим

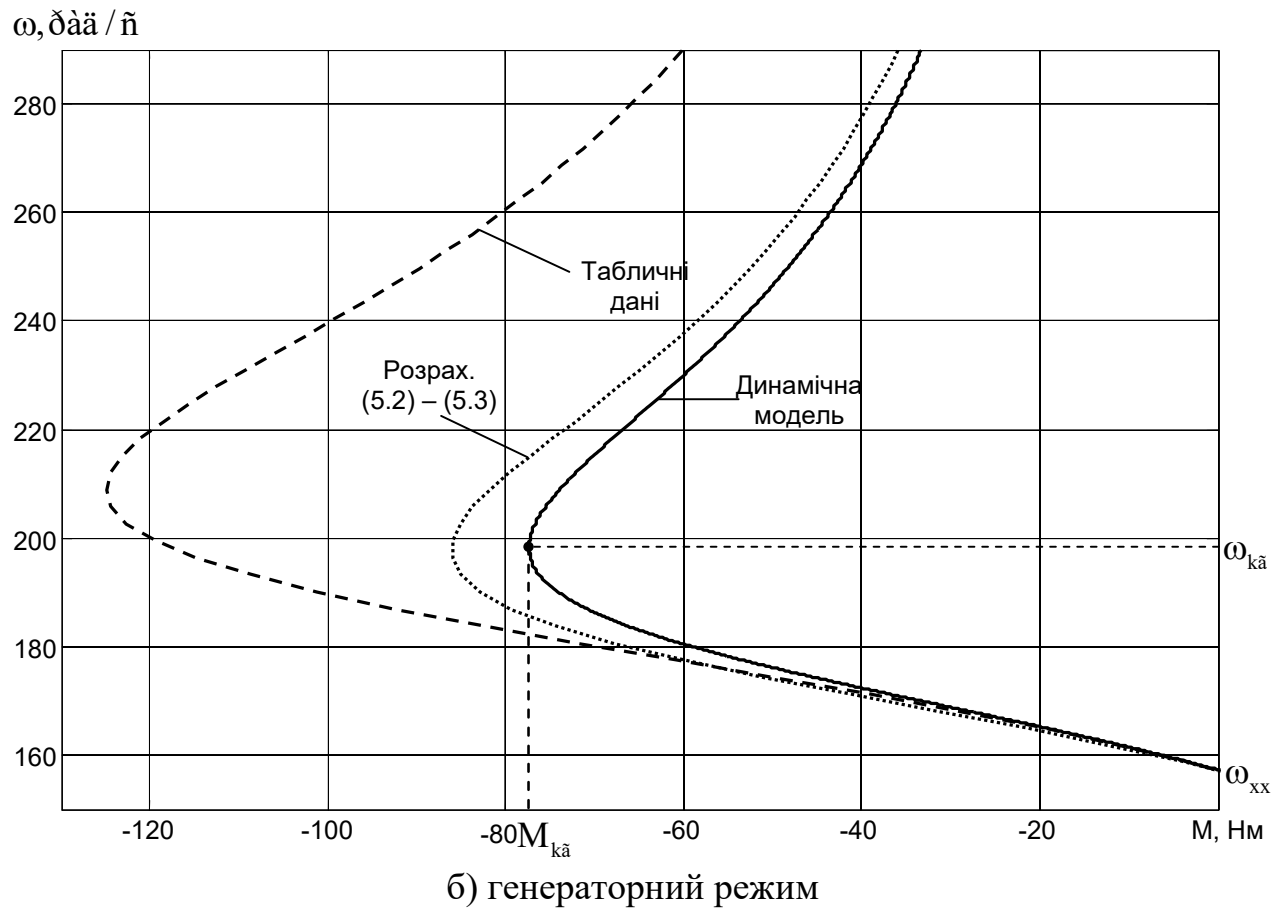


Рис. П8.2. Механічні характеристики АД 4А90L4У3

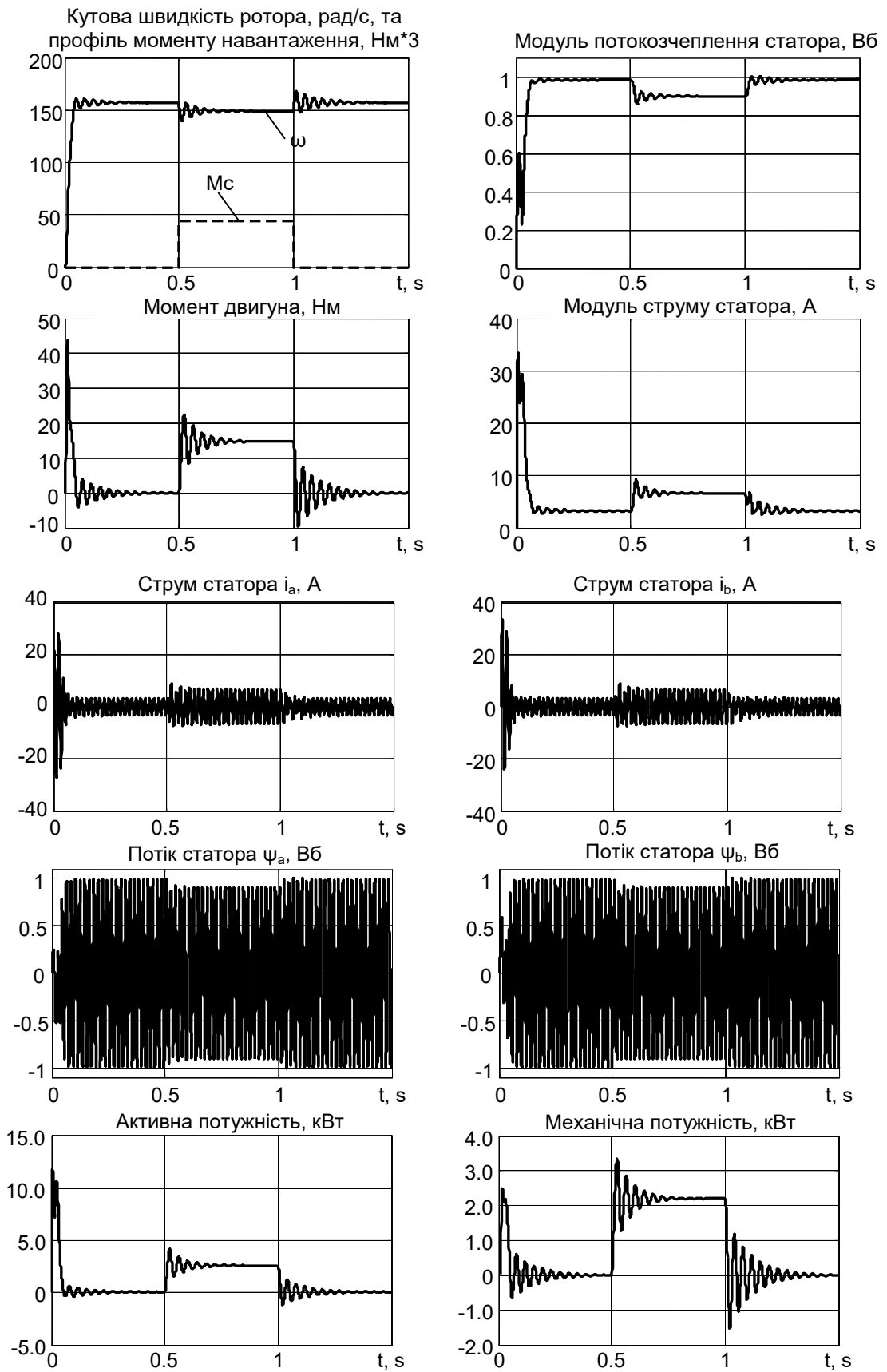
ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №9

Дослідження динамічних характеристик АД при живленні від мережі

Для дослідження динамічної поведінки при прямому пуску АД використовується наступна послідовність операцій керування. В перший момент часу виконується прямий пуск ненавантаженого двигуна від мережі, заданої рівняннями (8.10). Після завершення перехідного процесу розгону двигуна, до його валу прикладається, а через час рівний 0.5 с знімається, номінальний постійний момент навантаження.

Графіки перехідних процесів при виконанні розглянутого тесту показані на Рис. П9.1 (для АД А90L4У3).

З аналізу графіків перехідних процесів встановлюємо, що в точці номінального режиму значення кутової швидкості двигуна, механічної потужності, коефіцієнту потужності, з високою точністю співпадають з розрахунковими значеннями. Разом з тим значення струму статора та коефіцієнту корисної дії, які дані в каталозі, та отримані за допомогою динамічної моделі відрізняються між собою на 4 – 5 %. Це пов'язано з тим, що використовувані динамічні моделі враховують лише втрати на активних опорах статора і ротора, в той час як магнітні втрати, механічні втрати, та додаткові втрати активної потужності (див. Рис. П9.2) не враховуються [1].



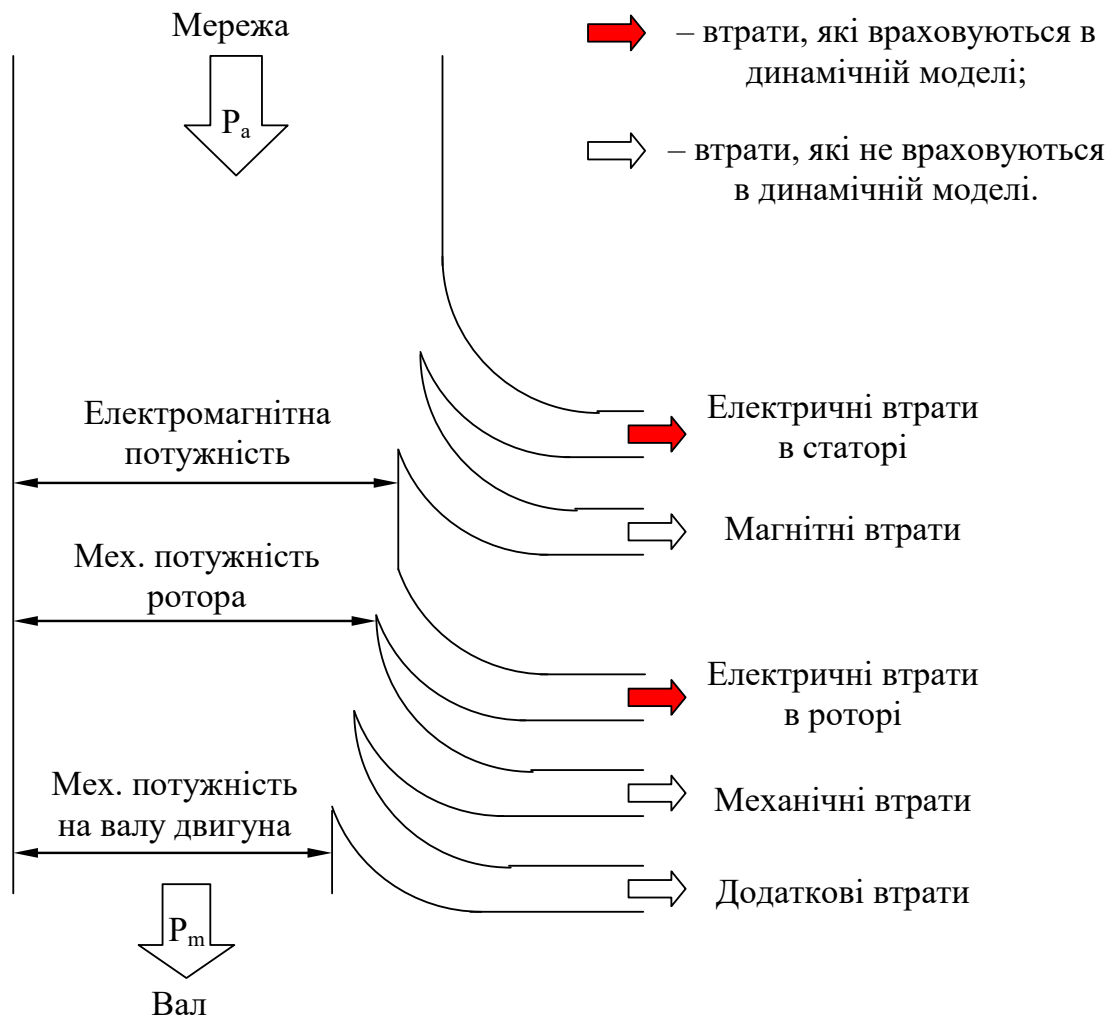


Рис. П9.2. Енергетична діаграма асинхронного двигуна в рушійному режимі

Порівняльні значення параметрів механічних та енергетичних характеристик зведені в Таблицях П9.1

Таблиця П9.1. Порівняння характеристик АД 4А90L4У3

Метод \ Параметр	s_k	s_H	λ	$\cos(\phi)$	I_H, A	ККД
Табличні знач.	0.33	0.051	1.10	0.83	5.0	0.8
Розрахунок по (5.2) – (5.3)	0.259	0.06	2.28	–	–	–
Наближ. метод (5.4) – (5.8)	0.292	0.086	1.85	0.841	–	–
Дин. модель.	0.261	0.05	2.18	0.836	4.72	0.848

Динамічні характеристики прямого пуску, як і слідує з класичної теорії електроприводу, на початковій стадії процесу характеризуються значними величинами пускового струму, які в (5-8) разів перевищують номінальні значення. Момент при цьому має коливальний характер з малим середнім значенням. Відмітимо, що з фізичної точки зору така поведінка електромеханічного перетворювача пояснюється тим, що машина не є збудженою, так як модуль вектора потокозчеплення багато менший від номінального значення. При збільшенні потужності АД динамічні процеси при прямому пуску погіршуються. Разом з тим використання ідеалізованої моделі АД на основі узагальненої електричної машини для дослідження процесів при прямому пуску дає лиш приблизну картину електромагнітних процесів, оскільки прямий пуск характеризується роботою АД при ковзаннях, які перевищують критичне значення. Якщо при цьому врахувати також значення пускового струму, яке багатократно перевищує номінальне, то вплив таких факторів як насичення, витіснення струму ротора та інших, які не враховані в ідеалізованій моделі, може бути суттєвим.

Дослідження динамічних характеристик АД при частотному керуванні.

З метою порівняння і аналізу динамічних процесів, що виникають в асинхронному двигуні під час прямого пуску та при частотному керуванні, заданого рівняннями (П6.21) [2], виконано дослідження динамічних характеристик частотно-керованого двигуна, параметри якого наведено в таблиці П4.2.

Стандартна послідовність операцій керування двигуном, яка використовується при дослідженні динамічних характеристик включає:

- збудження двигуна з використанням заданої траєкторії модуля вектора потокозчеплення статора, що описується кривою першого порядку;
- розгін двигуна до заданої швидкості без моменту навантаження;
- при роботі двигуна з усталеною швидкістю до його валу прикладається і через певний час знімається ступінчастий момент навантаження.

При моделюванні припускається, що механічна частина, яка поєднує в собі ротор двигуна та робочий орган є одномасовою, а її сумарний момент інерції дорівнює подвійному моменту інерції двигуна. Час розгону двигуна до заданої швидкості встановлюється таким, щоб середнє значення динамічного моменту під час розгону дорівнювало номінальному значенню моменту двигуна.

Розрахунок механічної P_m , активної P_a та реактивної P_r потужностей виконується за формулами: $P_m = M\omega$, $P_a = \frac{3}{2}(u_a i_a + u_b i_b)$, $P_r = \frac{3}{2}(u_a i_b - u_b i_a)$.

Дослідження динамічних процесів частотно-керованого двигуна 4A90L4Y3

На Рис. П9.4 показані графіки перехідних процесів розгону двигуна до номінальної швидкості.

З порівняння Рис. П9.4, та Рис. П9.1 видно, що застосування частотного керування забезпечує «м'який» запуск двигуна без значних електричних та механічних ударів, в той час як при виконанні прямого пуску наявні значні перевантаження по струму та моменту. При роботі двигуна з номінальною напругою і частотою в режимі частотного керування, відпрацювання постійного моменту навантаження відбувається однаково в обох випадках.

На Рис. П9.5, П9.6 показані графіки перехідних процесів при роботі двигуна 4A90L4Y3 на швидкостях нижче номінальної. Як слідує з механічних характеристик Рис. П8.2а, що відповідають режимам, представленим на Рис. П9.5 і П9.6, при заданих швидкостях $\omega^* = 0.25\omega_{0n}$,

$\omega^* = 0.1\omega_{0n}$ критичний момент АД знижується нижче номінального. Оскільки при роботі на цих характеристиках двигун нездатний забезпечувати номінальний момент, то значення моменту навантаження зменшено до 10 Нм (66% номінального) та 5 Нм (33% номінального) відповідно.

З порівняння графіків перехідних процесів модуля вектора потокозчеплення статора, що показані на Рис. П9.4 – П9.6, видно, що при роботі на швидкостях нижче номінальної, прикладання до валу двигуна моменту навантаження призводить до більш глибокого зниження магнітного потоку двигуна у порівнянні з номінальним режимом, що в свою чергу зумовлює зменшення його перевантажувальної здатності та збільшення статичної похибки кутової швидкості.

Графіки перехідних процесів розгону двигуна до подвійної (номінальної) швидкості показано на Рис. П9.7. При роботі в зоні швидкостей вище номінальної, за рахунок обмеження напруги статора, забезпечується ослаблення магнітного потоку, і двигун працює в зоні регулювання кутової швидкості з постійною потужністю (в статичному режимі). Саме тому в цьому режимі до його валу прикладається такий момент навантаження, щоб забезпечувалась номінальна механічна потужність на валу двигуна.

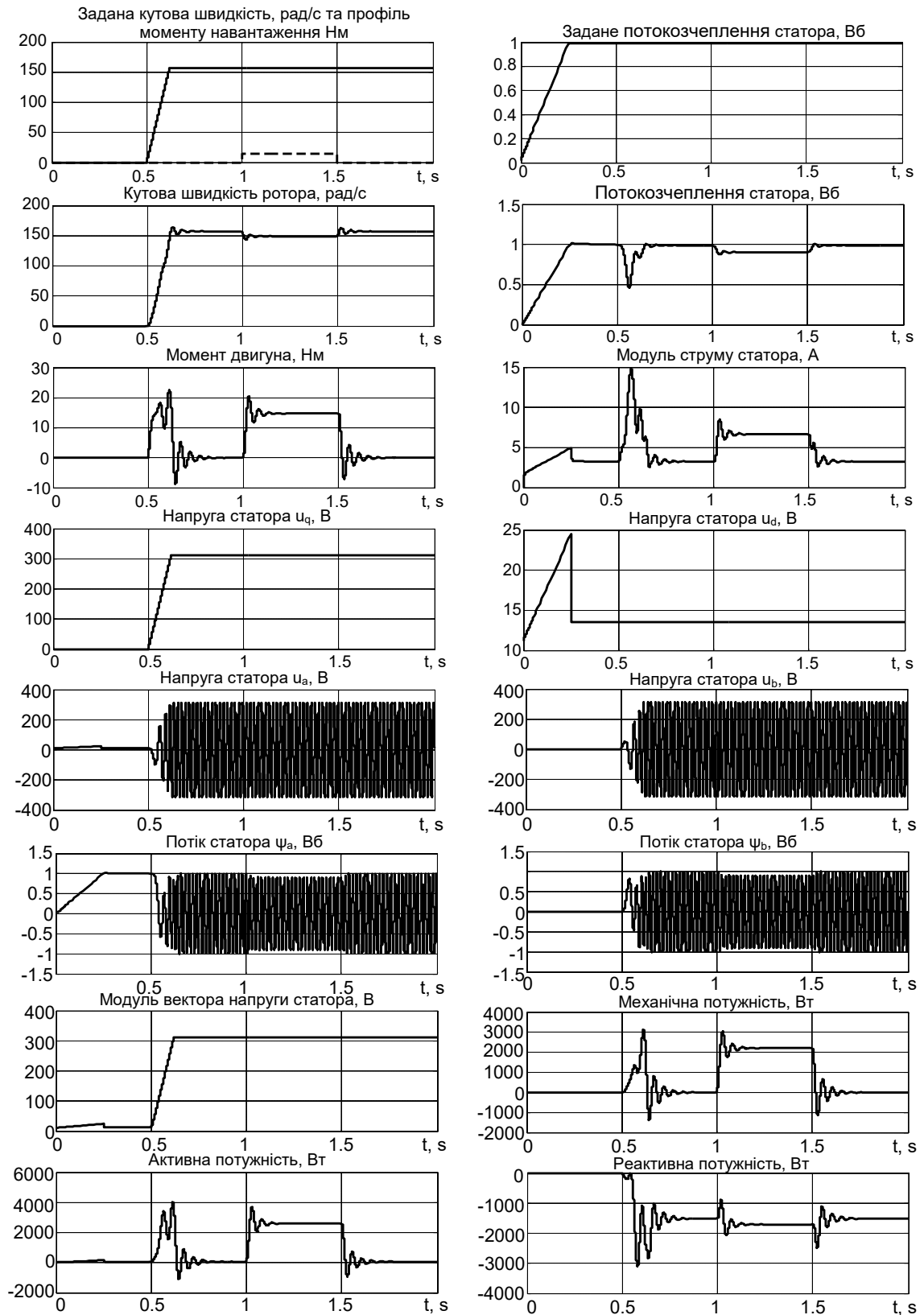


Рис. П9.4. Графіки перехідних процесів двигуна 4A90L4УЗ при використанні частотного алгоритму з форсуванням збудження та $\omega^* = \omega_{0n} = 157$ рад/с

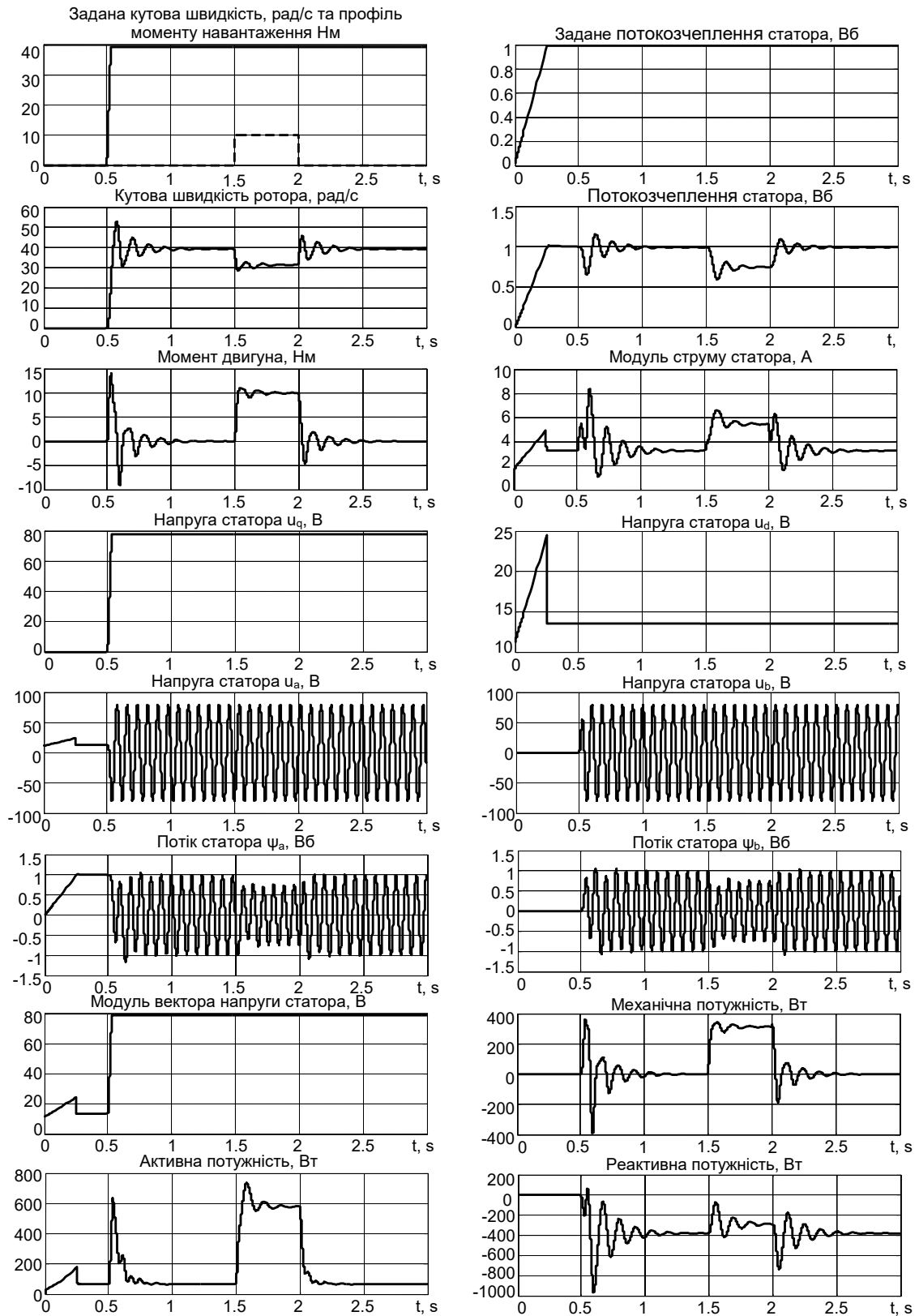


Рис. П9.5. Графіки перехідних процесів двигуна 4A90L4Y3 при використанні частотного алгоритму з форсуванням збудження та $\omega^* = 0.25\omega_{0n} = 78.5$ рад/с

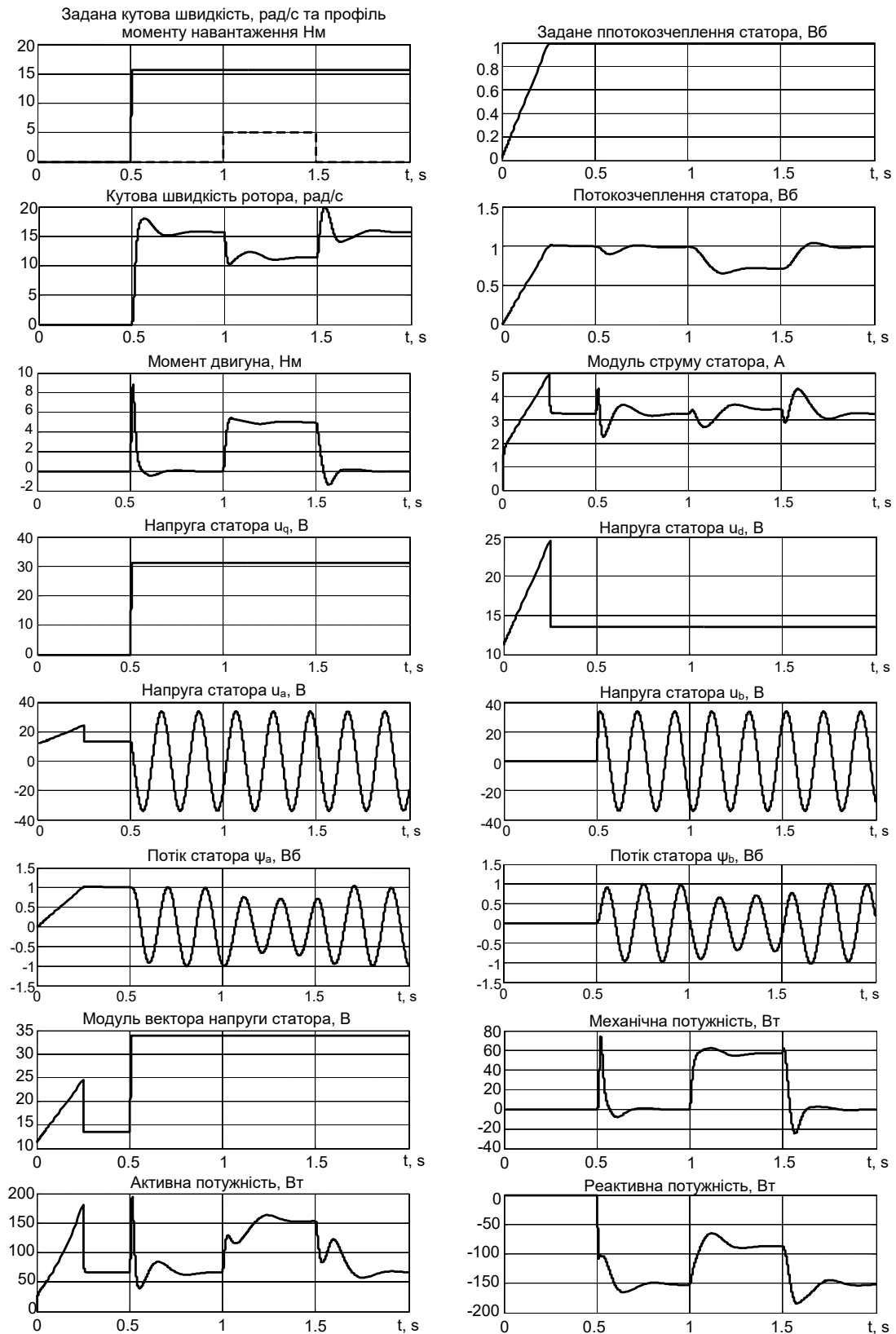


Рис. П9.6. Графіки перехідних процесів двигуна 4A90L4U3 при використанні частотного алгоритму з форсуванням збудження та $\omega^* = 0.1\omega_{0n} = 15.7$ рад/с

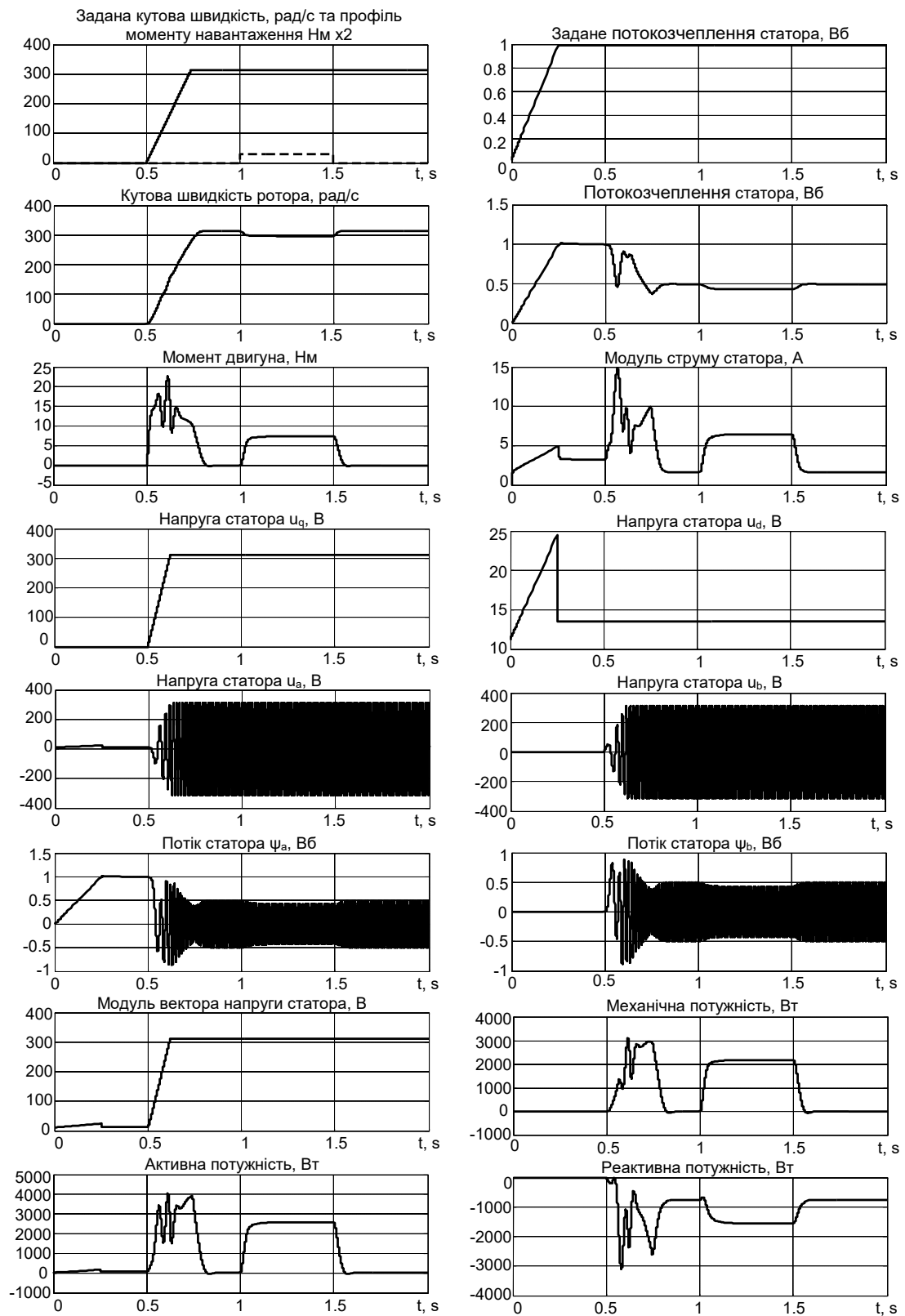


Рис. П9.7. Графіки перехідних процесів двигуна 4A90L4Y3 при використанні частотного алгоритму з форсуванням збудження та

$$\omega^* = 2\omega_{0n} = 314 \text{ рад/с}$$

Список літератури

Література до 1 розділу.

1. Теорія електроприводу: Підручник /За ред. М.Г. Поповича.- Київ, Вища школа, 1993.-494 с.
2. W. Leonhard. Contril of Electrical Drives. Springer 2001. p.241
3. Bose B.K. Modern Power Electronics and AC Drives. Prentice Hall 2002.p..738
4. Bose K. Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends. Elsevier 2006.p.935
5. P. C.Krause, Wasynczuk O. and Sudhoff S. D. Analysis of Electric Machinery. –IEEE Press, 1995. –564p.
6. P. C.Krause. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems. Wiley 2002, p.632
7. Попович М. Г., Лозинський О. Ю., Клепіков В. Б., Мацко Б. М., Пересада С. М., Теряєв В. І., Бутний В. В., Місюренко В. О., Панченко Б. Я. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи: Навч. посібник / За ред. Поповича М. Г., Лозинського О. Ю. –К.:Либідь, 2005. – 680с.
8. Ключев В. И. Теория электропривода: учебник для вузов. –М.: Энергоатомиздат, 1985. –560с.
9. Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. – М.–Л.: Энергия, 1964. –527с.
- 10.Meisel J. Principles of Electromechanical Energy Conversion. – New York: McGraw-Hill, 1966. –639p.
- 11.Park R. H. Two-reaction theory of synchronous machines – generalized method of analysis – Part I // AIEE Trans. –July 1929. –Vol. 48. –P. 716–727.

12. Park R. H. Two-reaction theory of synchronous machines: Part II // AIEE Trans. –1933. –Vol. 52. –P. 352–354.
13. Горев А. А. Переходные процессы синхронной машины. –М.: Госэнергоиздат, 1950. –552с.
14. Novoty D. W. and Lipo T. A. Vector Control and Dynamics of AC Drives. –New York: Oxford University Press Inc, 2000.

Література до 2 розділу.

1. Костенко М. П. Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов // Электричество. –1925. –№ 2.
2. Blaschke F. Das verfahren der feldorientierung zur regelung der asynchron maschine // Siemens Forschungs. Ektwicklungs. –1972. – Vol. 1, No. 1. –P. 184–193.
3. Hasse K. Zum dynamischen verhalten der asynchron maschine bei betrieб mit variabler stander-frequenz und standerspannung // Electrotechnische Zeitung ETZ. –1968. –A89. –P. 77–81.
4. Novoty D. W. and Lipo T. A. Vector Control and Dynamics of AC Drives. –New York: Oxford University Press Inc, 2000.
5. Теорія електроприводу: Підручник /За ред. М.Г. Поповича.- Київ, Вища школа, 1993.-494 с.
6. W. Leonhard. Contril of Electrical Drives. Springer 2001. p.241
7. Bose B.K. Modern Power Electronics and AC Drives. Prentice Hall 2002.p..738.
8. Bose K. Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends. Elsevier 2006.p.935.
9. Пересада С. М. Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор // Сб. науч. тр. Донецкого государственного технического университета. –1999. –№ 4. –С. 1–23.

10. Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Проблемы векторного управления в асинхронном электроприводе: краткий обзор и формулировка проблемы // Техн. електродинаміка. –1999. –№ 3. –С. 27–32.
11. Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Синтез алгоритма отработки модуля потока и угловой скорости // Техн. електродинаміка. –1999. –№ 4. –С. 26–31.
12. Пересада С. М. Теоретические и практические аспекты использования обобщенного алгоритма косвенного векторного управления // Техн. електродинаміка. –1999. –№ 6. –С. 27–31.
13. Verghese G. C. and Sanders S. R. Observers for flux estimation in induction machines // IEEE Trans. on Industrial Electronics. –1988. –Vol. 35. – P. 85–94.
14. Пересада С. М., Ковбаса С. Н. Обобщенный алгоритм прямого векторного управления асинхронным двигателем // Техн. електродинаміка. –2002. –№ 4. –С. 17–22.
15. Пересада С. М., Ковбаса С. Н. Прямое векторное управление асинхронным двигателем со свойством глобальной экспоненциальной устойчивости // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". –2002. –Ч. 2. –С. 36–42.
16. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Бовкунович В. С. Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя: теория и экспериментальное тестирование
17. Narendra K. S. and Annaswamy A. M. Stable Adaptive Systems. –New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. –496p.
18. Marino R., Tomei P. Nonlinear control design: Geometric, adaptive and robust. – New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1995. – 390 p.

- 19.Робастне та адаптивне керування в електромеханічних системах:
Конспект лекцій для студентів денної форми навчання за напрямом
підготовки 6.050702 „Електромеханіка” спеціальності
“Електромеханічні системи автоматизації та електропривод”/ Уклад:
С.М. Пересада. – К.: НТУУ “КПІ”, 2013 р. – 56с.
- 20.Kokotovic P. V., Khalil H. K. and O'Reilly J. Singular Perturbation
Methods in Control: Analysis and Design. –Academic Press, 1987. –371p.